

Titre: Caractérisation, modélisation et linéarisation par pré-distorsion
numérique des amplificateurs de puissance pour les systèmes de
communications de 3G
Title:

Auteur: Slim Boumaiza
Author:

Date: 2003

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Boumaiza, S. (2003). Caractérisation, modélisation et linéarisation par pré-
distorsion numérique des amplificateurs de puissance pour les systèmes de
communications de 3G [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal].
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7258/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie:
PolyPublie URL: <https://publications.polymtl.ca/7258/>

**Directeurs de
recherche:**
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION, MODÉLISATION ET LINÉARISATION PAR
PRÉ-DISTORSION NUMÉRIQUE DES AMPLIFICATEURS DE
PUISSANCE POUR LES SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS DE 3G

SLIM BOUMAIZA

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)
(Génie électrique)

© Slim Boumaiza, 2003



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 0-612-89223-9

Our file Notre référence

ISBN: 0-612-89223-9

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse est intitulée :

CARACTÉRISATION, MODÉLISATION ET LINÉARISATION PAR
PRÉ-DISTORSION NUMÉRIQUE DES AMPLIFICATEURS DE
PUISSANCE POUR LES SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS DE 3G

Présentée par : SLIM BOUMAIZA

en vue de l'obtention du diplôme de : PHILOSOPHIAE DOCTOR

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

Bosisio Renato G., M. SC. A, Président

Gagnon François, Ph. D., membre externe

Ke Wu, Ph. D., membre

Ghannouchi Fadhel M., Ph. D., membre et directeur de recherche

DÉDICACE

À mes parents, mon frère et mes sœurs,

À ma femme Oula

REMERCIEMENTS

Je voudrais d'abord remercier sincèrement le professeur Fadhel M. Ghannouchi, mon directeur de recherche, pour ses judicieux conseils, la confiance qu'il a manifestée et ses encouragements soutenus tout le long de mon doctorat. En plus de son support scientifique qui était indispensable à l'avancement de ma thèse, il m'a initié à la recherche et surtout il m'a passé sa passion pour ce métier.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance également à monsieur Jules Gauthier, technicien à Poly-GRAMES, pour son concours inestimable pendant ce travail. Je remercie également les techniciens Steve Dubé, Roch Brassard et René Archambault pour leur soutien dans la fabrication des circuits et la mise au point des outils logiciels de conception.

J'adresse mes remerciements à Ginette Desparois qui a accepté de réviser ma thèse.

Je remercie aussi Nicolas Maurineau, Farid Moussous et Li Jing pour leurs contributions dans la réalisation de certains circuits électroniques du prototype élaboré au cours de ce projet.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues du centre de recherche Poly-GRAMES avec qui j'ai eu des discussions très fructueuses et avec qui surtout j'ai passé du bon temps au cours des quatre dernières années.

Je tiens pareillement à remercier le ministère tunisien de l'Enseignement supérieur pour le soutien financier tout au long des programmes de maîtrise recherche et de doctorat.

Finalement, je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, m'ont soutenu durant la réalisation de ce projet de recherche.

RÉSUMÉ

Les amplificateurs de puissance déployés dans les systèmes de communications radiofréquences entraînent généralement des distorsions aux signaux qui les alimentent. L'existence de ces distorsions compromet fortement la qualité de la voix ou des données à la réception. Cette thèse se veut une étude exhaustive des sources de distorsions linéaires et non linéaires qui influencent le comportement des amplificateurs radiofréquences et propose des solutions matérielles logicielles pour minimiser ou compenser leurs effets sur la qualité du signal.

La première partie de la thèse propose un banc de test réaliste, précis, versatile et sans induction d'effet thermique qui convient à la caractérisation instantanée du comportement complexe des amplificateurs de puissance radiofréquence (APRF) de troisième génération. Un APRF utilisant des transistors de type LDMOS opérants en classe AB avec une puissance à crête égale à 90 W est mesuré sous plusieurs types d'excitation tels que W-CDMA, CDMA2000 et signaux de huit-tonalités. Les résultats obtenus montrent une divergence remarquable des courbes de conversion AM/AM et AM/PM comparées à celles issues des mesures basées sur l'utilisation d'analyseur de réseau vectoriel (HP-8510C) en mode de balayage de puissance. Ceux-ci nous ont permis de prouver aussi l'insuffisance des techniques de caractérisation des non-linéarités des dispositifs micro-ondes alimentés avec des ondes continues en raison de leur imprécision. Ces derniers exciteraient des phénomènes thermiques qui ne se manifestent pas dans des conditions de

fonctionnement réelles; c'est-à-dire sous une excitation de type signal modulé. En plus, ils ne permettent pas de capter les effets dus aux comportements dynamiques de ces dispositifs.

Les effets de mémoire qui influencent le fonctionnement des amplificateurs de puissance RF et les linéariseurs basés sur la technique de prédistorsion sont devenus de plus en plus significatifs et critiques dans la conception des APRFs en raison de l'accroissement de la largeur de bande de modulation des signaux d'excitation et de la puissance d'opération. Ainsi, nous nous sommes concentrés sur l'étude, la modélisation et la mesure des contributions des effets de mémoire; (i) thermique et (ii) électrique, dans la génération des distorsions à la sortie de l'APRF. Pour cela, nous avons développé une expression dynamique précise de la température de jonction instantanée du transistor en fonction de la puissance dissipée instantanée. Cette expression a servi dans l'élaboration d'un modèle électrothermique de l'APRF. Les paramètres du nouveau modèle comportemental proposé sont déterminés à partir des mesures de l'APRF sous test obtenues dans différentes conditions d'excitation (par exemple tests en petit-signal et RF pulsés). Cette étude nous a permis de conclure que les effets du phénomène d'autochauffage du transistor sont plus importants sous une excitation de type signal à bande étroite (par exemple EDGE-GSM) que pour des signaux avec une large bande de modulation (CDMA2000, UMTS). Le modèle nouvellement développé a été employé pour concevoir une fonction de prédistorsion avec compensation de l'effet d'autochauffage. Le spectre de la sortie et l'Error Vector Magnitude (EVM) de l'APRF linéarisé ont montré une amélioration significative des performances de la fonction de pré-

distorsion augmentée par rapport à celle sans mémoire. Les résultats des mesures qui ont été conduites sur l'amplificateur sous test utilisant un transistor LDMOS sont en accord avec ceux obtenus à partir des simulations en utilisant les modèles de l'APRF et de la fonction de prédistorsion développée dans l'environnement d'*Advanced Design System* (ADS). Par ailleurs, nous avons examiné les effets de mémoire électrique sur le comportement de l'amplificateur. Ces derniers sont attribués à la variation en fréquence de l'impédance de la grille et du drain du transistor sur la bande de modulation du signal d'entrée. Pour cela, une structure de filtre multibranche a été utilisée pour augmenter un modèle comportemental sans mémoire de l'amplificateur afin d'inclure ces effets.

Les résultats de caractérisation obtenus par le banc de test proposé ont servi également à la conception d'une fonction de prédistorsion sans mémoire pour linéariser le comportement de l'amplificateur sous test. Pour cela, un algorithme de synthèse précise de cette fonction est présenté pour déduire une table de correspondance à partir des courbes AM/AM et AM/PM mesurées sans avoir besoin de dérivations analytiques supplémentaires et/ou de procédures d'optimisation numérique. La procédure de synthèse nécessite une seule itération, contrairement aux approches précédentes, qui exigent des algorithmes itératifs très lourds et lents à exécuter pour des performances semblables. Ceci constitue une contribution importante à la technologie de prédistorsion numérique. Nous avons proposé deux architectures pour l'implémentation de la fonction de prédistorsion numérique qui est appliquée soit aux signaux en bande de base soit aux signaux passe-bande (RF). Ces deux architectures ont été comparées en se basant sur les performances issues des deux prototypes développés à l'aide de circuits FPGA, de DSP, de

convertisseurs rapides analogiques/numériques et numériques/analogiques. Les résultats de mesures effectuées sous différents types d'excitation tels que CDMA2000, WCDMA et multitonnalités montrent la grande réduction, plus de 10 dB, du niveau de puissance émise en canaux adjacents à la sortie de l'amplificateur.

Les résultats remarquables qui ont été obtenus dans ce travail démontrent l'importance de la caractérisation instantanée dans la modélisation et la conception des amplificateurs de puissance et des linéariseurs. Il est certain que la convergence de cette dernière, avec une approche de conception hybride RF/DSP des amplificateurs et des linéariseurs et une technologie de fabrication RFIC, promet des performances excellentes en ce qui concerne l'efficacité spectrale ainsi qu'énergétique.

ABSTRACT

Power amplifiers deployed in radio frequencies communication systems introduce generally distortions to their input signals. Such distortions compromise greatly the quality of the voice and data at the receiver side. In this thesis we report a comprehensive study of linear and non-linear distortions sources that influence the behaviour of RF power amplifiers along with the means of minimizing and/or compensate their effects.

In the first part of this report, a realistic, accurate, versatile, and thermal-free complex behaviour test bed suitable for the characterization of third-generation power amplifiers (PA) is proposed. Using this approach, a 90-W peak PA, based on class-AB LDMOS transistors, is measured under several signal excitations such as W-CDMA, CDMA2000, and eight-tone signals. The obtained results show noticeable discrepancies compared to those measured using a vector network analyzer (HP-8510C) for both AM/AM and AM/PM curves.

Memory effects, which influence the performance of RF power amplifiers and predistortion based linearizers, become more significant and critical in designing these circuits as the modulation signal bandwidth and operation power increase. Thus, in this thesis we report an attempt to investigate, model and quantify the contributions of the electrical non-linearity effects and the thermal memory effects to a PA's distortion generation as well as how to compensate for these effects. For that, an accurate dynamic

expression of the instantaneous junction temperature as a function of the instantaneous dissipated power is developed. This expression is used in the construction of an electro-thermal model for the PA. Parameters for the new proposed behaviour model are determined from the PA measurements obtained under different excitation conditions (e.g. small signal and pulsed RF tests). This study concludes that the effects of the transistor self-heating phenomenon are more important under narrow pulsed band signal (e.g. EDGE-GSM) than for signals with wide modulation bandwidths (CDMA2000, UMTS). The newly developed model is then used to design a temperature-compensated predistortion function to compensate for these effects. The linearized PA output spectrum and Error Vector Magnitude (EVM) show a significant performance improvement in the temperature compensated predistortion function over a memoryless one. The results of the measurements that have been conducted on the LDMOS PA are in agreement with those obtained from simulations using the developed PA and the predistorter models implemented in Advanced Design System (ADS) environment. Moreover, electrical memory effects, due to the frequency variation of impedances at the gate and drains nodes over the modulation bandwidth of the PA input signal, has been examined. A multi-branch filter topology was used in order to augment a PA memoryless behaviour model to handle such effects.

The characterization results obtained by the test bed have been used to design a digital predistorter for the LDMOS amplifier. An accurate algorithm intended for the synthesis of predistortion function is presented. Indeed, a memoryless digital predistorter lookup table

is directly synthesized using the measured AM/AM and AM/PM curves without any need to perform additional analytical derivations and/or numerical optimizations. The predistorter synthesis procedure requires a single iteration, contrary to previous approaches, which required several iterations to obtain similar performance. This constitutes an important contribution to the digital predistortion technology. Measurement results, under different signal excitations such as CDMA2000 and multi-tones, show great improvement in the out-of-band spectrum regrowth at the high-power-amplifier output. Two schemes are proposed, (i) baseband, and (ii) bandpass RF for the implementation of digital predistorters. These two schemes are compared with respect to the measured performance of the correspondent prototype implementations using FPGA, DSP, fast A/D and D/A converters.

The valuable results rising from this work demonstrate the importance of the instantaneous characterization in the modeling and design of power amplifiers and linearizers field. I believe that the convergence of this latter with a mixed RF/DSP design approaches of PAs and linearizers and RFIC fabrication technology will lead to enhanced performances of wireless PAs with enhanced power efficiency and linearity.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	IV
REMERCIEMENTS	V
RESUME	VII
ABSTRACT	XI
LISTE DES TABLEAUX.....	XVIII
LISTE DES FIGURES	XIX
LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS	XXV
LISTE DES ANNEXES	XXVII
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1.....	8
TECHNIQUES DE MODELISATION ET DE LINÉARISATION	8
DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF.....	8
1.1 CARACTERISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF	8
1.1.1 <i>Caractérisation traditionnelle des amplificateurs de puissance RF</i>	<i>9</i>
1.1.2 <i>Caractérisation statique des amplificateurs de puissance RF</i>	<i>11</i>
1.1.3 <i>Caractérisation dynamique des amplificateurs de puissance RF</i>	<i>13</i>
1.2 MODELISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCES RF	15

1.2.1	<i>Modèles sans mémoire et quasi sans mémoire</i>	16
1.2.2	<i>Modèles avec mémoire</i>	19
1.3	TECHNIQUES DE LINEARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF.....	27
1.3.1	<i>Postcompensation (Feedforward)</i>	28
1.3.2	<i>Rétroaction</i>	33
1.3.3	<i>Pré-distorsion</i>	36
1.3.4	<i>LINC (Linear amplification with nonlinear components)</i>	42
1.3.5	<i>EER (envelope elimination and restoration)</i>	44
CHAPITRE 2		46
CARACTERISATION DYNAMIQUE DES		46
AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF		46
2.1	INTRODUCTION	46
2.2	BLOC DIAGRAMME DU BANC D'ESSAI PROPOSE	48
2.3	CIRCUIT SOUS TEST	50
2.4	RESULTATS DES MESURES	51
CHAPITRE 3		58
MODÉLISATION DES EFFETS DE MÉMOIRES DANS LES		
AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF		58
3.1	INTRODUCTION	58
3.2	EFFETS DE MÉMOIRE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF.....	61

3.2.1	<i>Effets de mémoire électrique</i>	62
3.2.2	<i>Effets de mémoire thermique</i>	65
3.3	MODÉLISATION DES EFFETS DE MÉMOIRE	66
3.3.1	<i>Modèle électrothermique</i>	66
3.3.2	<i>Identification et validation du modèle électrothermique</i>	72
3.3.3	<i>Modélisation des effets de mémoire électrique avec un filtre multibranche</i> ..	76
3.3.4	<i>Identification et validation du modèle de filtre multibranches</i>	77
3.4	DISCUSSION	81
CHAPITRE 4		85
TECHNIQUE DE PRE-DISTORSION NUMERIQUE EN BANDE DE BASE DES		
AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF		85
4.1	PRE-DISTORSION NUMERIQUE EN BANDE BASE SANS MEMOIRE	89
4.1.1	<i>Bloc-diagramme de la fonction de pré-distorsion</i>	89
4.1.2	<i>Procédure de synthèse de la fonction de pré-distorsion</i>	91
4.1.3	<i>Réalisation de prototype</i>	93
4.1.4	<i>Résultats de mesures de l'amplificateur linéarisé</i>	106
4.1.5	<i>Compensation de l'effet de mémoire thermique</i>	109
CHAPITRE 5 : TECHNIQUE DE PRÉ-DISTORSION HYBRIDE		
RF/NUMÉRIQUE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE		115
5.1	INTRODUCTION	115

5.2	SCHÉMA DE LA FONCTION DE PRE-DISTORSION	116
5.3	BANC D'EXPERIMENTATION DE LA PRE-DISTORSION HYBRIDE RF/NUMERIQUE..	118
5.3.1	<i>Carte de développement du FPGA</i>	119
5.3.2	<i>Détection de l'enveloppe</i>	120
5.3.3	<i>Multiplieur vectoriel linéaire</i>	122
5.3.4	<i>Ligne à retard</i>	125
5.4	ÉVALUATION DE LA FONCTION DE PRE-DISTORSION RF HYBRIDE	128
5.4.1	<i>Mesures des courbes AM/AM et AM/PM dynamiques de l'amplificateur sans linéarisation</i>	128
5.4.2	<i>Synthèse de la fonction de pré-distorsion</i>	129
5.4.3	<i>Spectres de la sortie de l'amplificateur linéarisé</i>	132
5.5	DISCUSSIONS	137
CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS.....		139
RÉFÉRENCES.....		147
ANNEXES.....		157

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Équivalence entre les grandeurs thermiques et électriques	68
Tableau 4.1: Caractéristiques du FPGA.	100
Tableau 4.2 : EVM du signal de sortie sans pré-distorsion, avec pré-distorsion sans et avec compensation en température.....	114
Tableau 5. 1 : Caractéristiques du multiplieur MAX2046.	123

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Courbes de transfert du APRF et caractéristiques IM3 typiques.	10
Figure 1.2 : Courbe AM/AM statique typique d'un amplificateur.	11
Figure 1.3 : Courbe AM/PM statique typique d'un amplificateur.	13
Figure 1.4 : Configuration du système de mesures dynamiques à deux tonalités.	14
Figure 1.5 : Schéma d'un neurone.	22
Figure 1.6 : Schéma de réseau de neurones multi-couches.	23
Figure 1.7 : Fonction tansigmaoid.	24
Figure 1.8 : Algorithme d'identification des coefficients de pondération dans le réseau ...	25
Figure 1.9 : Réseaux de neurones avec des entrées retardées “ <i>Time-delayed inputs</i> ”	26
Figure 1.10 : Réseaux récurrents de neurones avec des entrées discrètes dans le domaine de temps.	26
Figure 1.11 : Schéma fonctionnel de la technique de post-compensation.	29
Figure 1.12 : Schéma fonctionnel de la méthode de rétroaction négative.	33
Figure 1.13 : Schéma fonctionnel de la rétroaction cartésienne.	35
Figure 1.14 : Schéma fonctionnel de la technique de pré-distorsion.	36
Figure 1.15 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion cubique.	37
Figure 1.16 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion en bande de base avec table à deux dimensions.	39
Figure 1.17 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion en bande base --polaire--.	40

Figure 1.18 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion en bande de base –gain complexe-	41
Figure 1.19 : Schéma fonctionnel de la technique du LINC.....	43
Figure 1.20 : Schéma du LINC avec une fonction de séparation du signal opérant en bande de base.	44
Figure 1.21 : Schéma fonctionnel de la technique d'élimination et restauration de l'enveloppe.....	45
Figure 2.1 : Schéma bloc du banc de test proposé.	49
Figure 2.2 : Schéma du circuit de translation de spectres à deux voix.	50
Figure 2.3 : Schéma du circuit sous test.	50
Figure 2.4 : Mesures du module du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, avec un VNA (onde continue) et le PPA et le banc d'essai proposé (CDMA 2000 signal).	52
Figure 2.5 : Mesures de la phase du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, avec un VNA (onde continue) et le PPA et le banc d'essai proposé (CDMA 2000 signal).	53
Figure 2.6 : Mesures du module du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, 8- tonalités avec 500-kHz espacement, CDMA2000 (SR3) et WCDMA.....	54
Figure 2.7 : Mesures de la phase du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, 8- tonalités avec 500-kHz d'espacement, CDMA2000 (SR3) et WCDMA.	54
Figure 2.8 : Formes d'ondes à l'entrée et à la sortie pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 100-kHz.	56

Figure 2.9 : Puissance de sortie vs. puissance à l'entrée pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 100-kHz.	56
Figure 2.10 : Formes d'ondes à l'entrée et à la sortie pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 500-kHz.	57
Figure 2.11 : Puissance de sortie vs. puissance à l'entrée pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 500-kHz.	57
Figure 3.1 : Définition des impédances pour un amplificateur de type MESFET.	62
Figure 3.2 : Impédance de la grille en fonction de la fréquence d'un transistor MESFET.	64
Figure 3.3 : Flux de chaleur dans les dispositifs.....	66
Figure 3.4 : Modèle thermique du transistor.	68
Figure 3.5 : Enveloppe du signal d'entrée pulsé (période 4 μ s, rapport cyclique= 0.5).....	71
Figure 3.6 : Variation temporelle de la température de la jonction pour un signal d'entrée pulsé	71
Figure 3.7 : Algorithme de calcul de température instantanée.	72
Figure 3. 8 : Compression de la magnitude du gain mesurée vs. température de la jonction.....	74
Figure 3.9 : Compression de la phase du gain mesurée vs. température de la jonction.....	74
Figure 3.10 : Mesures pulsées du courant du drain vs. puissance du signal d'entrée.	75
Figure 3.11: Formes d'ondes, mesurée et simulée, des enveloppes des signaux à la sortie de l'amplificateur (période 4 μ s, rapport cyclique=0.5).	75
Figure 3.12 : Bloc diagramme du modèle du APRF.	77

Figure 3.13 : Impédance vue par le transistor (circuits de polarisation et d'adaptation) à basses fréquences.	80
Figure 3.14 : Variation de l'impédance vue par le drain du transistor au tour de la fréquence d'opération.	80
Figure 3.15 : Spectre de la sortie de l'amplificateur pour un signal à l'entrée de type WCDMA-3GPP.	81
Figure 3.16 : Niveaux d'IMD3 dûs aux effets électrothermiques vs. de l'espacement de fréquences.	83
Figure 3.17 : Niveaux d'IMD3 total simulés et mesurés vs. l'espacement de fréquence. ...	84
Figure 4.1 : Bloc diagramme de la fonction de pré-distorsion proposée.	91
Figure 4.2 : Bloc diagramme de la fonction de pré-distorsion à deux étapes.	91
Figure 4.3 : Procédure de la synthèse de la fonction de pré-distorsion.	92
Figure 4.4 : Courbes AM/AM et AM/PM de la fonction de pré-distorsion.	93
Figure 4.5 : Prototype complet de la pré-distorsion en bande base.	96
Figure 4.6 : Prototype réalisé de la pré-distorsion en bande base.	97
Figure 4.7 : Carte de développement du FPGA	99
Figure 4.8 : Schéma du filtre passe-bas Sallen-Key.	100
Figure 4.9 : Schéma fonctionnel du récepteur numérique.	102
Figure 4.10 : Schéma fonctionnel du kit de développement du DSP.	105
Figure 4.11 : Spectre de la sortie de l'amplificateur avec et sans pré-distorsion (PEP =49.3 dBm) pour signal d'entrée CDMA2000.	108

Figure 4.12 : Spectre de la sortie de l'amplificateur avec et sans pré-distorsion (PEP =49.3 dBm) pour signal d'entrée à 8-tonalités.	108
Figure 4.13 : modèle de l'amplificateur avec effet électrothermique.	109
Figure 4.14 : Schéma de la fonction de pré-distorsion avec compensation de l'effet de mémoire thermique.	110
Figure 4.15 : Schéma de la fonction de compensation de l'effet électrothermique.	111
Figure 4.16 : Spectre de sortie de l'amplificateur avec et sans compensation de l'effet thermique dans la fonction.....	112
Figure 5. 1 : Schéma de la fonction de pré-distorsion hybride.	117
Figure 5. 2 : Banc d'expérimentation de la pré-distorsion hybride RF/numérique.....	119
Figure 5. 3 : Carte de développement du FPGA (ALTERA)	120
Figure 5. 4 : Mesure de la courbe de transfert du détecteur.	122
Figure 5. 5 : Schéma d'étalonnage du multiplieur vectoriel.	124
Figure 5. 6 : Courbe de la variation du gain du multiplieur dans le plan cartésien.	124
Figure 5. 7: Variation du module du coefficient de multiplication pour I=Q.	125
Figure 5. 8: Variation du déphasage du coefficient de multiplication pour I=Q.....	125
Figure 5. 9 : Spectre de sortie pour différentes valeurs du délai.....	126
Figure 5. 10 : Banc de mesure du retard dans la deuxième branche.....	128
Figure 5. 11 : Courbe AM/AM dynamique mesurée du APRF.....	129
Figure 5. 12 : Courbe AM/PM dynamique mesurée du APRF.....	129
Figure 5. 13 : Synthèse de la table de correspondance.....	131

Figure 5. 14 : Courbe AM/AM mesurée de la fonction de pré-distorsion hybride.	132
Figure 5. 15 : Courbe AM/PM mesuré de la fonction de pré-distorsion hybride.....	132
Figure 5. 16 : Spectre de sortie sans et avec pré-distorsion pour un signal d'entrée à deux tonalités (1MHz).	133
Figure 5. 17 : Effet du déséquilibre des délais dans les deux branches.	134
Figure 5. 18 : Spectre de sortie de l'amplificateur sans et avec pré-distorsion pour un signal d'entrée de type CDMA2000.....	136
Figure 5. 19 : Spectre de sortie de l'amplificateur sans et avec pré-distorsion pour un signal d'entrée de type WCDMA.....	136
Figure 5. 20 : Spectre de sortie avec pré-distorsion, pour différente valeur déséquilibre de délais, pour un signal CDMA2000.....	137
Figure 6. 1 : Architecture du transmetteur proposée.....	146

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

3G	Troisième génération
APRF	Amplificateur de puissance radiofréquence
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
ADC	Analog to digital converter
ADS	Advanced Design System
AMIQ	I/Q Modulation Generator
BJT	Bipolar junction transistor
BPSK	Binary -Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CF	Crest factor
C_{th}	Thermal capacitance
DAC	Analog to digital converter
DC	Direct Current
DSP	Digital signal processing
EDGE-GSM	Enhanced Data for Global Evolution of Global System for Mobile
EER	Envelope elimination and restauration
EVM	Error vector magnitude
FET	Field effect transistor
FIFO	First In First Out memory
FPGA	Field Programmable Gate Array
GaN	Gallium Nitride
GSM	Global System for Mobile communications
IMD	Inter-modulation distortion

IP3	Third order intercept point
LDMOS	Lateral Double-diffused MOS
LINC	Linear amplification using non linear component
LUT	Look up table
MESFET	MEtal Semiconductor Field Effect Transistor
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P1dB	Point de compression 1 dB
P_{dissip}	Puissance dissipée
PPA	Peak power analyzer
P_{sat}	Puissance de saturation
RF	Radiofréquence
R_{th}	Résistance thermique
SiC	Silicon carbate
SMIQ	Vector Signal Generator
SSPA	Solid state power amplifier
T_j	Température de la jonction
TWTA	Traveling waves tube amplifier
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VHDL	Very High Definition Language
VNA	Vector network analyzer
VSA	Vector signal analyzer
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

LISTE DES ANNEXES

Annexe 1 : Article publié au journal microwave theory and techniques transaction (décembre 2002).	157
Annexe 2 :: Article publié au journal microwave theory and techniques transaction (décembre 2003).	164

INTRODUCTION

Les systèmes de communications sans-fil, analogiques et numériques dits de première et deuxième génération (AMPS, GSM, CDMA-one), ont été voués dès leurs apparitions à la transmission de la voix. De nos jours, des systèmes, dits de troisième ou de quatrième génération, connaissent une prolifération de services basés sur la transmission de données. Ils bénéficient de l'avènement des nouvelles techniques de modulation à grande efficacité spectrale telle que OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), WCDMA, CDMA-1xEV, etc. Les réseaux locaux sans fil de types 802.11a (*Wireless Local Area Network*) sont l'une des applications de communications sans fil à l'intérieur des bâtiments (*Indoor*) qui permettent une vitesse de transmission de données allant jusqu'à 54 Mbps pour une portée relativement moyenne (300 pieds). Par contre, les réseaux sans-fil de types UMTS (*Universal Mobile Transmission System*, CDMA2000, WCDMA-3GPP, CDMA-1xEV) sont adaptés à la communication mixte de la voix et de données à l'extérieur (*Outdoor*) tout en permettant une vitesse allant jusqu'au 14 Mbps. La combinaison de ces deux réseaux sans fil aboutirait à un réseau global sans fil à grande vitesse de transmission.

En revanche, en exploitant la phase et l'amplitude pour moduler l'information, ces nouvelles techniques de modulation mènent à des signaux à grande variation de l'enveloppe. Cette dernière, en plus de la largeur de bande de fréquence de ces signaux, a

conduit à une sensibilité de la qualité de communication aux sources de distorsions linéaires et non linéaires qui se manifestent dans la chaîne de transmission formée de l'émetteur, du canal et du récepteur. D'un côté, les effets des distorsions linéaires, dues aux dispersions fréquentielles des différents modules de la chaîne tel que les filtres et le canal sont généralement corrigés à la réception en utilisant un égaliseur. De l'autre côté, les sources des distorsions non linéaires sont attribuées en grande partie à l'amplificateur de puissance radiofréquence (APRF). Par conséquent, les APRFs sont contraints à fonctionner dans une région largement en recule (*back-off*) de leurs pleines capacités en puissance afin de rencontrer la linéarité exigée en matière de rapport de puissance émise dans les canaux adjacents (*Adjacent Channel Power Ratio*, ACPR) et du module du vecteur erreur (*Error Vector Magnitude*, EVM). Néanmoins, l'efficacité énergétique de l'amplificateur diminue au fur et à mesure que le niveau de back-off augmente. Dans la plupart des cas, ceci mène à l'utilisation d'amplificateurs ayant une très faible efficacité et exigeant de grands modules d'alimentation avec des dissipateurs thermiques encombrants. Ces amplificateurs linéaires et à faible efficacité énergétique entraînent une importante augmentation des coûts des infrastructures et de leur exploitation (frais de climatisation, facture d'électricité) pour les fournisseurs de services et une faible autonomie des batteries pour les terminaux mobiles.

Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été proposées pour améliorer le compromis entre la linéarité et l'efficacité énergétique. Certains auteurs ont opté pour l'utilisation de techniques de linéarisation des amplificateurs pour améliorer l'efficacité énergétique tout

en conservant le niveau de linéarité requis. D'autres ont préféré explorer la piste des semi-conducteurs tels que le *Silicon Carbate* (SiC) ou le *Gallium Nitride* (GaN) pour améliorer les performances des amplificateurs. Enfin, des nouvelles classes d'opérations de transistors, telles que les classes à commutation telles que classe D, E et S (*Switching Amplifiers*), ont été introduites pour contribuer à l'amélioration des performances des amplificateurs radiofréquences.

La linéarisation peut être achevée, d'une part, en annulant la non-linéarité de l'amplificateur soit en extrayant les distorsions et les soustrayant à la sortie de l'amplificateur (postcompensation), soit en déformant le signal à l'entrée afin de générer des distorsions utiles qui annulent les distorsions à la sortie de l'amplificateur (pré-distorsion, rétroaction négative). D'autres parts, les techniques d'élimination et restauration d'enveloppe (EER, *Envelope Elimination and Restoration*) et d'amplification linéaire avec des composants non linéaires (LINC, *Linear amplification with Nonlinear Components*) évitent la non-linéarité de l'amplificateur en l'alimentant avec un signal ayant une enveloppe constante, mais une phase variable. Les travaux de recherche qui ont été élaborés au cours des deux dernières décennies ont abouti à une panoplie d'architectures d'amplificateurs linéarisés. Actuellement, la linéarisation par pré-distorsion retient une attention particulière en bénéficiant de l'évolution des processeurs de traitement de signaux (FPGA, DSP) et des convertisseurs analogiques/numériques et numériques/analogiques rapides.

La conception des amplificateurs de puissance radiofréquences, avec et sans linéarisation, passe généralement par une étape de modélisation. Cette dernière est soit effectuée au niveau transistor soit au niveau dispositif, c'est à dire amplificateur. Ces deux niveaux de modélisation mènent à l'élaboration d'équations analytiques avec une complexité et une durée d'exécution assez distinctes. Un modèle précis permet la prédiction de la réponse de l'APRF à un signal d'entrée donné en incluant ses effets des distorsions linéaires et non linéaires sur l'intégrité du signal. Il réduit, par conséquence, l'écartement entre les résultats des simulations et ceux obtenus après fabrication limitant ainsi le nombre de cycles conception-fabrication-test nécessaire. Ceci engendre le resserrement du temps de mise en marché et la réduction du coût de production. La majorité des modèles de comportement des APRFs déjà existants, dits de type sans mémoire, souffrent de leur incapacité de prédire le comportement des APRFs assujetti aux effets de mémoires. Ces derniers limitent notablement les performances des amplificateurs de puissance RF et des linéariseurs, obtenus à date, s'ils ne sont pas pris en considération pendant le processus de conception. La généralisation des modèles comportementaux des APRFs pour contenir ces effets est actuellement sujette de plusieurs travaux de recherche. Deux catégories des effets de mémoire ont été identifiées : effets électriques et effets électrothermiques. Le facteur prédominant qui cause l'effet de mémoire électrique est la variation des impédances des terminaux (des impédances de circuits de polarisation et d'adaptation) sur la largeur de bande du signal d'entrée autour de la fréquence porteuse et ses harmoniques, aussi bien qu'à des fréquences en bande de base. Par contre, la variation

de gain provoquée par les modifications des paramètres électriques du transistor qui dépendent de la température de la jonction mène aux effets de mémoire électrothermique inévitables.

Au premier chapitre, nous présentons les différents concepts liés à la caractérisation, la modélisation et la linéarisation des amplificateurs de puissance radiofréquences. Nous relatons également les principaux travaux antérieurs en discutant leurs apports et leurs limitations afin de mieux cerner les contributions du présent travail.

Au deuxième chapitre, nous expliquons les détails du banc de test automatisé, précis et versatile élaboré pour caractériser les amplificateurs de puissance. Après ceci, nous analyserons les résultats de mesure obtenus à partir de ce banc de test et nous les comparerons à ceux mesurés avec un analyseur de réseau vectoriel (*Vector Network Analyzer*, VNA) et un analyseur de puissance à crête (*Peak Power Analyzer*, PPA).

La première partie du troisième chapitre présente une expression dynamique précise de la température de jonction instantanée du transistor en fonction de la puissance dissipée instantanée. Par la suite, cette expression a été employée dans la construction d'un modèle électrothermique de l'amplificateur de puissance. Nous présenterons, dans la deuxième partie de ce chapitre, un filtre multibranche utilisé pour modéliser le comportement des APRFs influencés par les effets de mémoire électrique.

Nous présentons, dans le quatrième chapitre, la fonction de pré-distorsion numérique en bande de base proposée en révélant les détails de sa procédure de synthèse effectuée en

une seule itération à partir des résultats de la caractérisation. Nous énumérons, après, les différents éléments du prototype réalisé pour la validation de cette partie du travail. Dans la deuxième partie du chapitre, nous utilisons le modèle nouvellement développé pour concevoir une fonction de pré-distorsion augmentée en température pour compenser les effets de mémoire thermique.

Le cinquième chapitre comporte une explication de l'architecture de fonction de pré-distorsion hybride RF/numérique synthétisée et réalisée pour la correction des non-linéarités de l'APRF en radiofréquence. Une discussion des avantages et des inconvénients de la pré-distorsion RF comparée à la pré-distorsion en bande de base est effectuée.

Les principales contributions dans cette thèse sont les suivantes :

- Développement d'un banc de caractérisation instantanée des APRFs, automatisée, précise et versatile, pour remédier aux inconvénients de l'imprécision des techniques de caractérisation traditionnelles basées sur une excitation de type onde continue dans la conception des APRFs.
- Étude et modélisation des effets de mémoire thermique des amplificateurs et explication, pour la première fois dans la littérature, du mécanisme de leurs contributions à la génération des distorsions à la sortie.
- Étude et modélisation des effets de mémoire électrique par des filtres multibranches.
- Développement d'une procédure pour la synthèse de la fonction de pré-distorsion en bande de base et sans mémoire, en une seule itération, en se basant sur les courbes AM/AM et AM/PM dynamiques de l'APRF, sans avoir besoin de l'extraction de son

modèle et de son inversion. Cette fonction nécessite un seul cycle d'horloge pour son exécution en temps réel contrairement à celles reportées dans la littérature qui requièrent deux cycles d'horloges.

- Augmentation de la fonction de pré-distorsion en bande de base sans mémoire pour compenser les effets de mémoire thermiques des APRFs.
- Implémentation d'une fonction de pré-distorsion hybride numérique/RF permettant d'ajuster l'enveloppe du signal d'entrée pour compenser les effets des non-linéarités de l'APRF. Nous avons investigué également les effets du déséquilibre des délais dans les deux branches de la fonction sur les performances de cette fonction.

CHAPITRE 1

TECHNIQUES DE MODÉLISATION ET DE LINÉARISATION

DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

Nous présentons, dans ce chapitre, les différents concepts liés à notre travail dans ses différents aspects à savoir la caractérisation, la modélisation et la linéarisation des amplificateurs de puissance radiofréquences. Nous exposons également les principaux travaux antérieurs en discutant leurs apports et leurs limitations afin de mieux cerner les contributions du présent travail.

1.1 CARACTÉRISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

La caractérisation des dispositifs micro-ondes linéaires et non linéaires a retenu et retient encore l'attention de plusieurs travaux de recherche. En effet, qu'elle soit effectuée en domaine fréquentiel ou temporel, la caractérisation des dispositifs micro-ondes représente une tâche assez compliquée dans la procédure de conception. Elle implique généralement des bancs de caractérisation dont la complexité varie selon la précision exigée, le type des paramètres à mesurer (paramètres de dispersion, bruits, paramètres de conversion) et des conditions d'opération du dispositif à caractériser (linéaire ou non linéaire, statique ou dynamique, transitoire ou permanent).

Dans ce qui suit, nous proposons certaines méthodes de caractérisation des amplificateurs de puissance rapportées dans la littérature en commençant par les traditionnelles pour conclure avec les plus récentes.

1.1.1 Caractérisation traditionnelle des amplificateurs de puissance RF

a- Point d'interception d'ordre trois (IP3)

Quand la non-linéarité de l'amplificateur de puissance est modélisée par une série de puissances à trois coefficients et sans mémoire, la manière pratique pour exprimer ces caractéristiques est d'utiliser le point d'interception d'ordre trois (*third order intercept point*, IP3) [1]. Le point IP3 représente l'intersection entre les continuités, par extrapolation, de la droite de gain linéaire et celle de la courbe des produits d'Inter-Modulation de troisième ordre (IM3). Si l'opération d'extrapolation est précise, le point IP3 pourra servir comme une simple spécification à partir de laquelle les niveaux d'inter-modulation pourraient être déduits pour différents niveaux du signal d'entrée selon l'équation (1.1). Néanmoins, ce point est une grandeur conceptuelle non mesurable directement en pratique. En plus, même si loin du point IP3, les niveaux des IM3 mesurés peuvent s'éloigner de la droite extrapolée de pente 3:1 comme le montre la figure 1.1. Ainsi, ce point est à utilité limitée dans la spécification et la conception des amplificateurs de puissance.

$$P_{IMD3,dBm} = 2 \times (IP3_{dBm} - P_{out,dBm}) \quad (1.1)$$

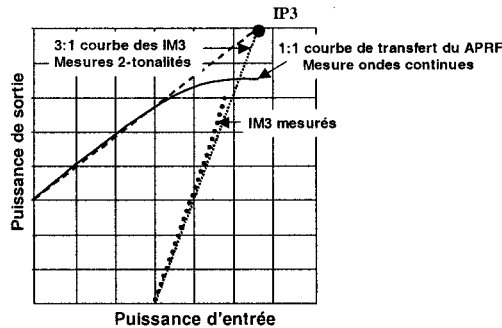


Figure 1.1 : Courbes de transfert du APRF et caractéristiques IM3 typiques.

b- Point de compression de 1dB (P_{1dB})

Le point de compression de 1dB est défini comme étant le point pour lequel la sortie de l'amplificateur baisse de 1dB par rapport à la sortie linéaire. Ce point est déterminé à partir de la courbe de transfert AM/AM de l'amplificateur. La valeur de ce point peut servir, seule ou encore avec les points $IP3$ et $Psat$ (puissance de saturation), à modéliser le comportement non linéaire de l'amplificateur. Cependant, la faible précision du modèle déduit en se basant sur ces caractéristiques limite son utilité dans la prédiction des produits d'inter-modulation à la sortie de l'amplificateur surtout s'il opère dans des classes autres que la classe A.

c- Point de saturation ($Psat$)

Le point de saturation est le point où la sortie de l'amplificateur atteint sa valeur maximale. La mesure de ce point est très délicate puisqu'il y a un risque d'endommager l'amplificateur surtout sous une excitation de type onde continue. Ce point pourrait servir, avec les points P_{1dB} et $IP3$, dans la détermination d'un modèle comportemental de l'amplificateur. La capacité du modèle, à prédire les distorsions à la sortie de

l'amplificateur, aurait été particulièrement insuffisante si l'enveloppe du signal d'excitation est variable.

1.1.2 Caractérisation statique des amplificateurs de puissance RF

a- Courbe AM/AM statique

Cette caractérisation consiste à tracer la puissance de la fondamentale du signal à la sortie de l'amplificateur en fonction de la puissance de la fondamentale du signal à l'entrée. La courbe AM/AM a deux asymptotes qui correspondent respectivement au gain linéaire à petit-signal et à la puissance de saturation. La déviation de la forme linéaire, en amplitude de la caractéristique de transfert de l'amplificateur, conduit à une distorsion du spectre à la sortie. La figure 1.2 présente une courbe AM/AM statique typique d'un amplificateur de puissance radiofréquence. Cette courbe est obtenue en mesurant le coefficient de transmission entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur à une fréquence f_c et sur une plage d'amplitude du signal à l'entrée. Généralement, ces mesures sont faites en utilisant un analyseur de réseaux vectoriel.

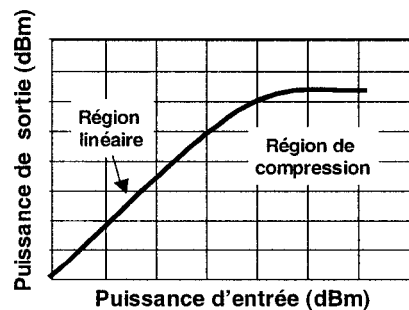


Figure 1.2 : Courbe AM/AM statique typique d'un amplificateur.

Les mesures de la courbe AM/AM par le biais d'un analyseur de réseaux vectoriel mènent à des résultats d'une précision insuffisante pour la conception des amplificateurs de puissance et notamment des linéariseurs. Cette imprécision est plus importante dans la région fortement non linéaire de l'amplificateur.

b- Courbe AM/PM statique

La composante fondamentale de la sortie de l'amplificateur subit un déphasage qui varie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée de l'amplificateur de puissance opérant dans la région de compression. Ce comportement se manifeste sous forme d'une conversion AM/PM lorsqu'un signal modulé en amplitude est appliqué à l'entrée d'un amplificateur en compression. La figure 1.3 présente une courbe typique de la variation de la phase du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance du signal à l'entrée. Dans le cas d'un signal d'entrée modulé, la conversion AM/PM cause des distorsions dans la constellation du signal qui dépendent de la distance entre le point de la constellation et le centre. En plus, un déphasage non linéaire dans la courbe de transfert de l'amplificateur mène à des retards différents pour les différentes fréquences du signal d'entrée. Comme la courbe AM/AM statique, les mesures de la courbe AM/PM statique se font en utilisant l'analyseur de réseaux vectoriel avec un signal d'entrée sinusoïdal.

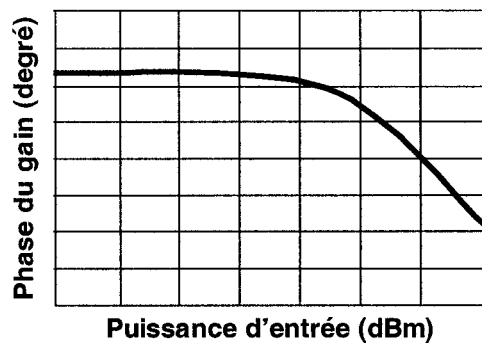


Figure 1.3 : Courbe AM/PM statique typique d'un amplificateur.

1.1.3 Caractérisation dynamique des amplificateurs de puissance RF

a- Excitation à deux tonalités

La caractérisation des amplificateurs de puissance radiofréquences utilisant des signaux à deux tonalités a été proposée pour palier à l'imprécision des mesures statiques qui se servent d'ondes continues. Dans la littérature, on distingue plusieurs travaux de recherche qui ont présenté différents schémas pour la réalisation d'un système de mesures dynamique des amplificateurs. La figure 1.4 illustre un exemple de systèmes de caractérisation à deux tonalités proposé par Clark et al. [2]. Ces auteurs se basaient sur l'hypothèse que si l'amplificateur admet un bon comportement en réponse à un signal à deux tonalités avec un espacement fréquentiel égal à B (Hz), son comportement sera également acceptable en réponse à un signal modulé dont la bande de modulation est égale à B . L'utilisation d'une excitation à deux tonalités a été jugée comme une simple alternative pour améliorer la précision de la caractérisation des amplificateurs de puissance.

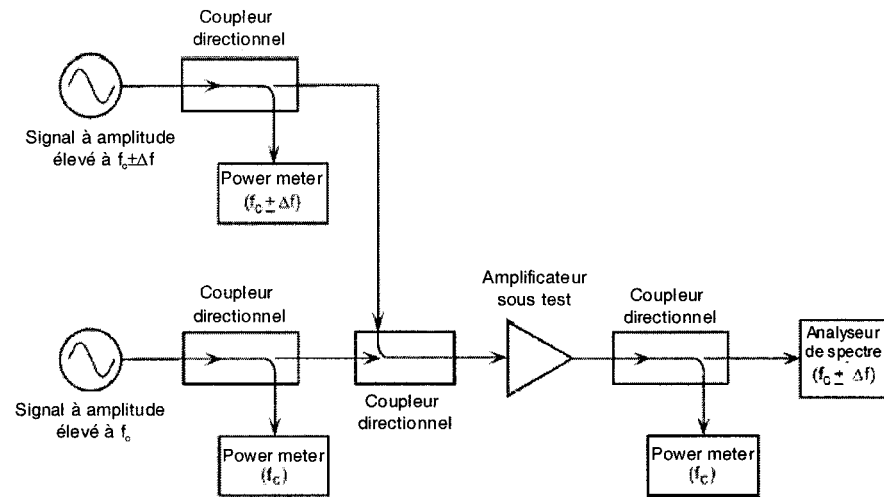


Figure 1.4 : Configuration du système de mesures dynamiques à deux tonalités.

L'auteur suppose, en plus, que la mesure de deux tonalités est basée sur un signal d'entrée qui peut être interprété comme une porteuse avec une modulation d'amplitude dynamique. Par conséquent, les courbes obtenues par cette technique se nomment des conversions dynamiques de l'amplitude et de la phase de la porteuse. Dans la figure 1.4 la mesure des niveaux d'inter-modulation obtenue par l'analyseur de spectre, pour différentes valeurs de puissance d'entrée, est utilisée pour déduire le modèle de l'amplificateur sous test. Une bonne concordance a été rapportée entre les courbes de conversion AM/AM mesurées et estimées par le modèle. Cependant, une différence significative est notée pour la conversion AM/PM surtout au fur et à mesure que le circuit sous test devient de plus en plus non linéaire. Ainsi, cette technique de caractérisation dynamique souffre du manque d'informations sur la conversion AM/PM puisque les mesures sont restreintes aux grandeurs scalaires (puissance).

1.2 MODÉLISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCES RF

L'analyse et/ou la synthèse des composants d'un système électronique en général requièrent l'utilisation de modèles qui décrivent soit un circuit (transistor, diode,...) soit un dispositif (un mélangeur, un filtre, un amplificateur...) ou encore un système (un lien de communication émetteur/récepteur). Ces modèles se servent d'équations analytiques pour décrire le comportement du circuit en question. Ces équations sont soit basées sur des phénomènes physiques soit déterminées d'une façon empirique. Les modèles sont dits précis s'ils sont capables de prédire le comportement du circuit, du dispositif ou du système d'une manière acceptable dans les conditions d'opération réelles.

Les circuits électroniques sont généralement divisés en deux classes à savoir linéaires ou non linéaires. Les circuits non linéaires, dans les systèmes de communications, sont à l'origine en partie de la dégradation de la qualité du lien. Plus particulièrement, la grande variation de l'enveloppe des signaux entraînée par l'emploi de nouvelles techniques de modulation numérique à étalement de spectre a rendu les systèmes de communications très sensibles à la non-linéarité causée essentiellement par les amplificateurs de puissance. Pour cela, une modélisation précise de ces derniers s'avère d'une grande utilité dans la procédure de conception et surtout dans l'optimisation des performances des amplificateurs. Une telle modélisation se base naturellement sur les résultats de caractérisation du circuit à modéliser.

Par ailleurs, les circuits électroniques, linéaires et non linéaires, sont souvent classés selon trois catégories; (i) circuits sans mémoire, (ii) circuits quasi sans mémoire et (iii) circuits avec mémoire. Les amplificateurs de puissance sans mémoire sont souvent caractérisés par la courbe de conversion AM/AM seulement. Par contre, ils sont dits quasi sans mémoire si en plus de la courbe AM/AM, ils admettent une conversion AM/PM. De plus, si le comportement de l'amplificateur de puissance varie sur la bande de modulation du signal d'entrée, ce dernier est dit avec mémoire.

Dans cette section, nous décrivons certains modèles comportementaux, reportés dans la littérature pour la modélisation des amplificateurs de puissance radiofréquences, que nous jugeons les plus intéressants.

1.2.1 Modèles sans mémoire et quasi sans mémoire

a- Modèle polynomial

Le modèle polynomial est largement utilisé dans la littérature pour la modélisation des systèmes non linéaires sans mémoire en général et en particulier les amplificateurs de puissance radiofréquences. Si $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ désignent respectivement les signaux passe-bande à l'entrée et à la sortie d'un système non linéaire, le modèle polynomial passe-bande aura la forme suivante [3].

$$\tilde{y}(t) = f(\tilde{x}(t)) = \sum_{n=1}^N \tilde{a}_n \tilde{x}^n(t) = \tilde{a}_1 \tilde{x}^1(t) + \tilde{a}_2 \tilde{x}^2(t) + \dots + \tilde{a}_N \tilde{x}^N(t) \quad (1.2)$$

Les coefficients \tilde{a}_n de l'équation (1.2) qui sont de type réel si le système en question est sans mémoire deviennent de type complexe s'il admet une faible conversion AM/PM qui implique un comportement dit quasi sans mémoire.

Si on substitut les signaux $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ par leurs enveloppes respectives $x(t)$ et $y(t)$, l'équation (1.2) aura la forme suivante.

$$y(t) = f(x(t)) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impair}}}^N a_n |x(t)|^{n-1} x(t) \quad (1.3)$$

$$\text{avec } a_n = 2^{1-n} \binom{n}{\frac{n-1}{2}} \tilde{a}_n$$

Nous remarquons, dans l'équation (1.3), l'utilisation juste des indices impairs puisque les ordres pairs qui entraînent juste des harmoniques ne nous intéressent pas lors de la modélisation d'un amplificateur de puissance à bande étroite. Les coefficients a_n sont déterminés de façon à minimiser l'erreur entre la sortie du modèle et celle issue des mesures en réponse à un vecteur de test donné du signal d'entrée. Le modèle polynomial est largement utilisé dans la modélisation des systèmes ayant un ordre de distorsion relativement faible tel que le cas des amplificateurs à tube (*TWTAs*) puisqu'ils sont dominés par les distorsions d'ordre trois. Ainsi, la série de l'équation (1.3) pourra être tronquée sans perdre de précision. Les amplificateurs à semi-conducteurs (*SSPAs*) génèrent des distorsions d'ordre plus important et entraînent des séries plus longues.

b- Modèle de Saleh

Le modèle de Saleh [4] [5] a été proposé pour reproduire une caractéristique non linéaire sous une forme polaire ou bien cartésienne. Il était largement utilisé pour modéliser les amplificateurs quasi sans mémoire à tube à ondes progressives “*Travelling Wave Tube Amplifiers*” pour la prédiction des niveaux des produits d’inter-modulation à la sortie. Dans ce modèle, les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l’amplificateur sont rapprochées par deux fonctions non linéaires données par l’équation (1.4) et (1.5). Les paramètres de ces fonctions $\alpha_a, \alpha_\theta, \beta_a$ et β_θ sont identifiés en minimisant l’erreur quadratique entre la sortie estimée du modèle et celle désirée (issue des mesures).

$$f(r) = \frac{\alpha_a r}{\left(1 + \beta_a r^2\right)} \quad (1.4)$$

$$g(r) = \frac{\alpha_\theta r^2}{\left(1 + \beta_\theta r^2\right)} \quad (1.5)$$

r désigne l’enveloppe du signal d’entrée.

En se basant sur les équations (1.4) et (1.5), $f(r)$ et $g(r)$ tendent asymptotiquement vers la courbe $\frac{1}{r}$ et une constante, respectivement, lorsque r augmente. Par conséquent, ce modèle ne permettra pas la modélisation des dispositifs qui admettent un comportement asymptotique différent. En effet, il est moins utilisé dans la modélisation des amplificateurs de type SSPA (*Solide State Power Amplifiers*).

1.2.2 Modèles avec mémoire

Les modèles analytiques décrits dans la section précédente ne tiennent pas compte des effets de mémoire qui influencent le comportement de certains systèmes non linéaires. Par conséquent, ils sont incapables de décrire la dépendance en fréquence du système qui entraîne une variation des caractéristiques AM/AM et AM/PM en fonction de la fréquence. Cette dépendance pourra être négligée si la largeur de bande du signal est trop faible, comparée à la fréquence de la porteuse. Cependant, les nouveaux systèmes de communications utilisent des signaux modulés et multiporteurs d'une largeur de bande assez importante. Dès lors, cette hypothèse ne tient plus et la modélisation des effets de mémoire est désormais nécessaire. Dans cette partie, nous décrivons certains modèles utilisés dans la modélisation des systèmes non linéaires avec mémoire.

a- Modèle de Saleh modifié

Le modèle de Saleh [4][5] décrit par les équations (1.4) et (1.5) de la section précédente peut-être généralisé pour inclure les effets de mémoire selon les équations (1.6) et (1.7). Cette extension entraîne une importante perte de généralité puisque l'introduction des effets de mémoire se fait en introduisant la fréquence comme variable dans les coefficients $\alpha_a, \alpha_\theta, \beta_a$ et β_θ . Cette perte de généralité peut impliquer une réduction substantielle de la précision du modèle de Saleh avec mémoire.

$$f(r) = \frac{\alpha_a(f)r}{\left(1 + \beta_a(f)r^2\right)} \quad (1.6)$$

$$g(r) = \frac{\alpha_\theta(f)r^2}{\left(1 + \beta_\theta(f)r^2\right)} \quad (1.7)$$

Les fonctions $\alpha_a(f)$, $\alpha_\theta(f)$, $\beta_a(f)$ et $\beta_\theta(f)$ sont déterminées de façon à assurer la meilleure approximation possible des caractéristiques mesurées du système dans la bande de fréquence d'intérêt.

b- Modèle de Volterra

La théorie de Volterra, utilisée dans le domaine de la modélisation des systèmes, repose sur l'hypothèse de N. Wiener qui stipule qu'un système non linéaire invariable dans le temps peut être modélisé par une série infinie de fonctions de Volterra, selon l'équation (1.8), si la non-linéarité n'est pas trop forte [6][7][8] :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} B_n(t) \quad (1.8)$$

avec $B_n(t)$, définie par l'équation (1.9), représente la réponse d'ordre n du système, formée d'une convolution du signal d'entrée $x(t)$ avec les réponses impulsionnelles non linéaires du système $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$.

$$B_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (1.9)$$

Les fonctions $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ sont souvent désignées comme noyaux de Volterra d'ordre n du modèle. Ce dernier est dit complètement caractérisé à la connaissance de ces fonctions. Les fonctions h_1 et h_0 décrivent la réponse du système, respectivement linéaire et celle à un signal continu (DC). $h_{2..n}$ représentent les non-linéarités d'ordres supérieurs du système. La détermination des noyaux est la tâche-clef dans la modélisation par série de Volterra.

L'avantage des séries de Volterra est leur habilité à décrire les distorsions liées à chaque ordre de non-linéarité présente dans le système individuellement. Cependant, le fait que le modèle de Volterra ait la forme d'une série, le rend très concerné par les problèmes de convergence. L'augmentation de la complexité des calculs dans le cas où un grand nombre de termes serait requis entraîne l'abandon de la série. Dans la littérature, l'ordre des séries de Volterra généralement utilisées est limité à trois [9]. Les séries de Volterra de cinquième ordre sont rarement reportées [10].

c- Modèle à réseaux de neurones

Les réseaux de neurones artificiels [11] ont été, à l'origine, inspirés par le fonctionnement du système nerveux en imitant plusieurs aspects de son fonctionnement tels que la non-linéarité, l'adaptabilité et le traitement parallèle. Dans ce modèle, le neurone est considéré comme étant une unité élémentaire de traitement de l'information effectuant des opérations d'addition pondérées. La relation entre l'entrée et la sortie d'un neurone peut être représentée selon l'équation (1.10) et la figure 1.5.

$$y = f\left(\sum_{n=1}^N w_n x_n\right) \quad (1.10)$$

où x_n , w_n et f dénotent respectivement les signaux d'entrée, les poids et la fonction d'activation.

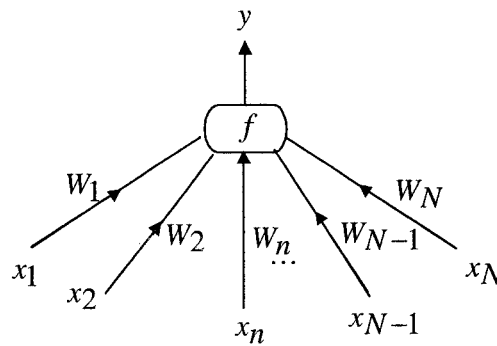


Figure 1.5 : Schéma d'un neurone.

La structure des réseaux de neurones, tels que le réseau feedforward multicouche, est composée de plusieurs neurones regroupés en couches comme le montre la figure 1.6. Les sorties des neurones dans chaque couche servent comme entrées des neurones de la couche supérieure. Le nombre de couches dans un réseau varie selon le système à modéliser et peut atteindre une valeur très élevée.

Les fonctions d'activation typiquement utilisées dans les réseaux de neurones sont de type *soft* limiteur puisqu'elles sont bornées, monotoniquement croissantes et différentiables (une condition nécessaire pour la technique de rétropropagation utilisée dans l'étape d'apprentissage du réseau). Les fonctions logsigmaoid et tansigmoïd (figure

1.7) sont des exemples communs de ces limiteurs. La fonction tansigmoid peut être exprimée selon l'équation (1.11).

$$y = \tanh(x) = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1} \quad (1.11)$$

L'équation (1.11) peut être approchée par une série de Taylor selon l'équation 1.12.

$$y = \frac{2x + \frac{(2x)^2}{2!} + \frac{(2x)^3}{3!} + \dots}{2 + 2x + \frac{(2x)^2}{2!} + \frac{(2x)^3}{3!} + \dots} \quad (1.12)$$

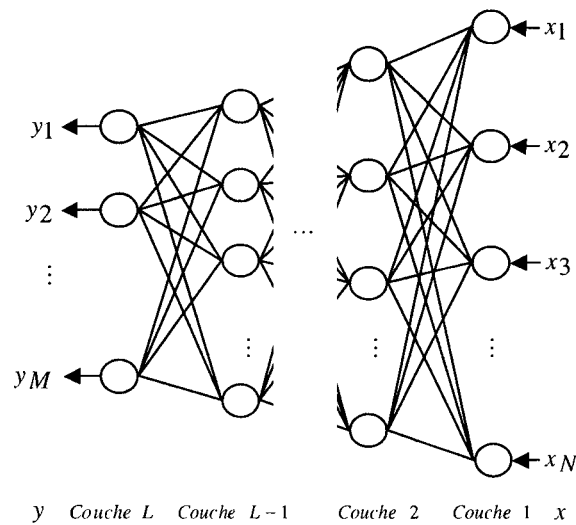


Figure 1.6 : Schéma de réseau de neurones multicouches.

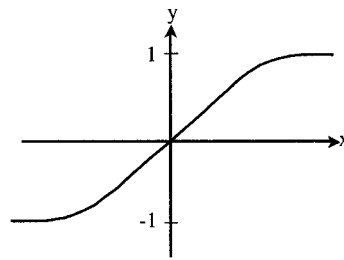


Figure 1.7 : Fonction tansigmaoid.

En se basant sur l'équation (1.12), l'expansion de la fonction d'activation est composée d'une infinité de combinaisons de sommations pondérées des entrées. Ceci permet au réseau de rapprocher avec précision une non-linéarité d'un ordre très important dépendamment de la structure. Au fur et à mesure que le nombre d'entrées, de neurones et de couches augmente, des fonctions de plus en plus complexes peuvent être réalisées. En outre, le réseau se comportera comme un filtre linéaire si la fonction de transfert des neurones est linéaire.

Les réseaux de neurones sont généralement entraînés d'une façon adaptative en utilisant des algorithmes de retropropagation [12]. Pour cela, les fonctions d'activation sont fixées et les coefficients de pondération w_i sont initialisés d'une façon aléatoire. Ces derniers sont ensuite modifiés de façon à faire correspondre la relation entrée/sortie du réseau à celle qui existe entre les données issues de la caractérisation du système à modéliser. La mise à jour de ces coefficients se fait généralement en minimisant l'erreur quadratique moyenne, entre la sortie du réseau et celle désirée, comme le montre la figure 1.8.

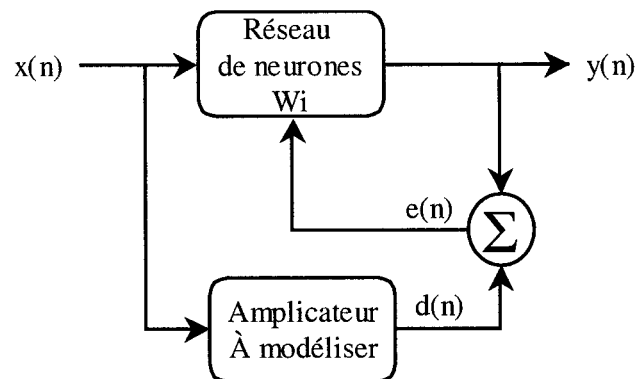


Figure 1.8 : Algorithme d'identification des coefficients de pondération dans le réseau.

Cybenko et hornik [13][14] ont démontré qu'un réseau de trois couches avec un grand nombre de neurones est capable de reproduire une fonction quelconque avec la précision souhaitée. Cependant, dans la plupart des cas, le nombre de neurones pourrait être réduit en ajoutant des couches supplémentaires. Il est actuellement impossible de déterminer le nombre optimal de neurones et de couches nécessaires pour modéliser un système donné. Ils sont souvent déterminés d'une façon empirique ou encore par expérience.

Le réseau de neurones de la figure 1.6 est souvent utilisé pour modéliser un système non linéaire sans mémoire. Pour cela, beaucoup de travaux ont proposé de généraliser ces réseaux pour inclure les effets de mémoire dans les systèmes non linéaires tels que les amplificateurs de puissance radiofréquences. Plusieurs topologies de réseaux de neurones dynamiques ont été reportées dans la littérature pour inclure ces effets tels que les réseaux de neurones avec des entrées retardées "*Time-delayed inputs*" (figure 1.9) et les réseaux récurrents de neurones (figure 1.10) avec des entrées discrètes dans le domaine de temps.

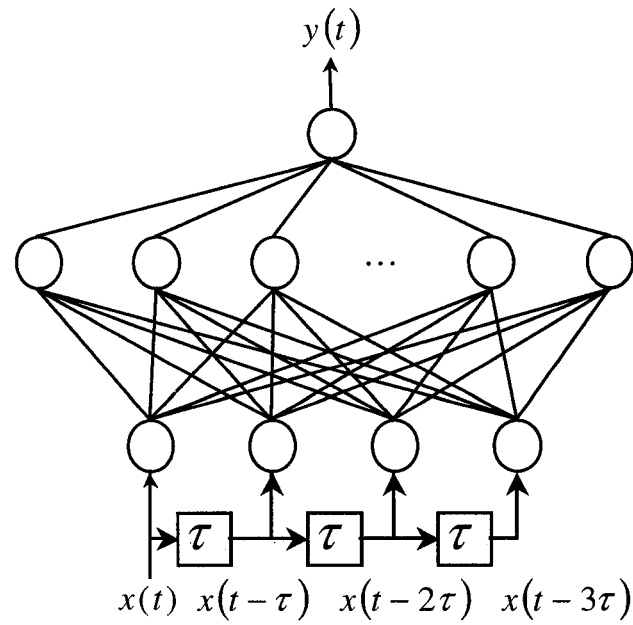


Figure 1.9: Réseaux de neurones avec des entrées retardées “*Time-delayed inputs*” [15].

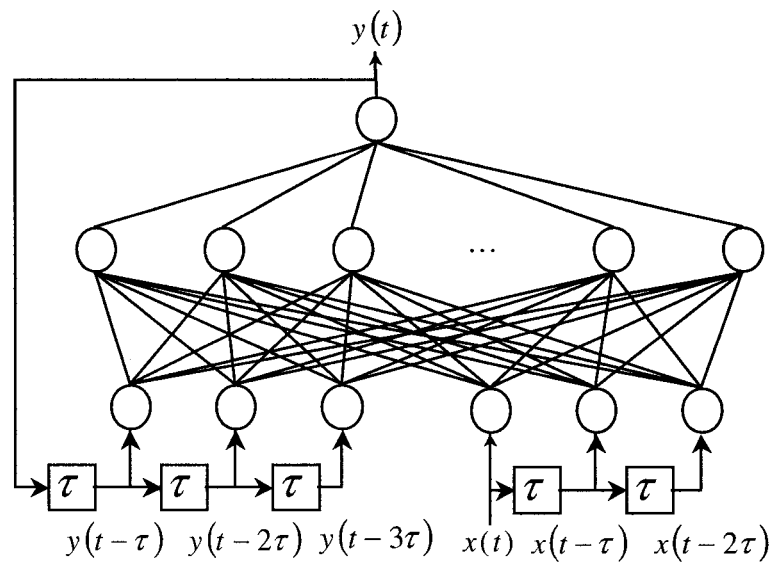


Figure 1.10 : Réseaux récurrents de neurones avec des entrées discrètes dans le domaine de temps [15].

1.3 TECHNIQUES DE LINÉARISATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

Les concepteurs de transmetteurs radiofréquences sont contraints de rencontrer une valeur d'efficacité énergétique assez difficile à satisfaire dans un contexte de systèmes de transmission de signaux à modulation numérique ayant une enveloppe très variable. En effet, un tel contexte exige un fonctionnement linéaire du transmetteur pour assurer d'une part une bonne qualité de communication en termes de taux d'erreur sur les bits (BER) et respecter d'autre part la réglementation en termes d'émission dans les canaux adjacents. Par ailleurs, l'amplificateur de puissance radiofréquence qui domine l'efficacité énergétique globale du transmetteur est généralement caractérisé par un comportement de plus en plus non linéaire au fur et à mesure que son efficacité énergétique augmente. Par conséquent, des techniques, dites de linéarisation, ont été employées pour corriger la non-linéarité de l'amplificateur tout en conservant une bonne efficacité énergétique. Nous présentons plus loin une brève description des principales techniques que nous trouvons dans la littérature tout en soulignant les principaux avantages et inconvénients de chacune. Ces techniques peuvent être regroupées en deux catégories. La première catégorie inclut des méthodes dans lesquelles l'amplificateur de puissance alimenté par des signaux à enveloppe variable génère des distorsions. Les effets de la non-linéarité de l'amplificateur sont annulés soit en extrayant les distorsions et les soustrayant à la sortie de l'amplificateur (postcompensation) soit en déformant le signal à l'entrée afin de générer des distorsions utiles qui annulent les distorsions à la sortie de l'amplificateur (pré-distorsion, rétroaction

négative). La deuxième catégorie englobe les méthodes qui évitent la non-linéarité de l'amplificateur en l'alimentant avec un signal ayant une enveloppe constante, mais une phase variable. Dans le cas de la technique LINC (*Linear amplification with Nonlinear Components*), un signal ayant une amplitude et une phase variables est transformé en deux signaux à enveloppe constante, mais à phase variable. Ces deux signaux sont amplifiés séparément sans distorsions et recombinaés à nouveau pour former une reproduction amplifiée du signal d'entrée. Par ailleurs, la technique d'élimination et restauration d'enveloppe (EER, *Envelope Elimination and Restoration*) est basée sur la séparation du signal d'entrée en deux composantes polaires, c'est-à-dire amplitude et phase, dont seulement l'information sur la phase qui est incluse dans le signal alimentant l'amplificateur non linéaire. L'information sur l'amplitude est exploitée pour moduler la tension de polarisation de l'amplificateur.

1.3.1 Postcompensation (*Feedforward*)

La technique de linéarisation des amplificateurs par postcompensation a été inventée par H. S. Black [16] en 1920. Néanmoins, l'inventeur a souligné la principale limitation de son prototype qui entraînait le désintéressement à cette méthode pendant longtemps. En effet, le prototype a exigé une parfaite égalisation des gains (amplitude et phase) des différents chemins du signal. En plus, H. S. Black a mentionné la nécessité d'un ajustement continu du gain de l'amplificateur. D'autre part, la complexité supérieure de la méthode de poste-compensation par rapport à la méthode de rétroaction négative a été longuement perçue comme un désavantage majeur. Cependant, l'avènement des

applications utilisant des signaux de large bande a impliqué l'inadéquation de la rétroaction négative. Ceci a mené à la renaissance de la technique de postcompensation qui est considérée de nos jours comme une des méthodes les plus établies et les plus approuvées, particulièrement pour les systèmes de transmission en bande large et multiporteuse [17][18][19].

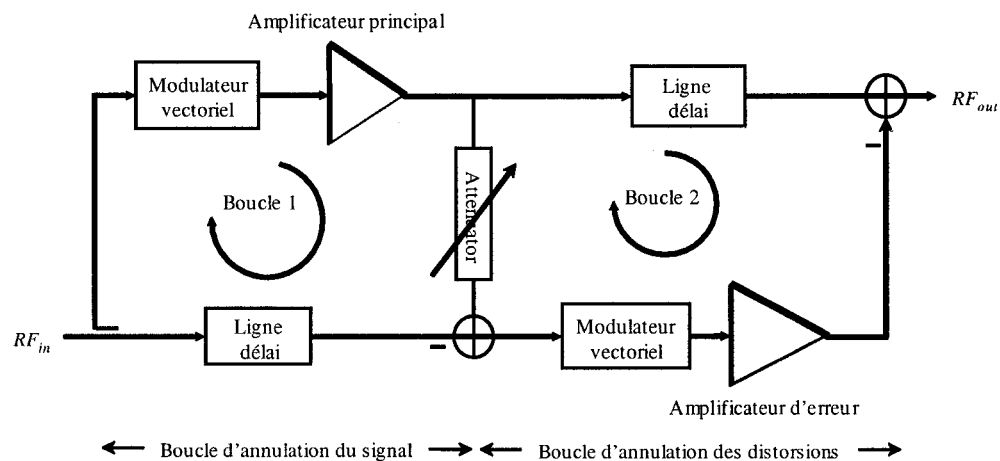


Figure 1.11 : Schéma fonctionnel de la technique de postcompensation.

Le schéma fonctionnel de la figure 1.11, composé de blocs radiofréquences, montre les détails de la technique de postcompensation. L'amplificateur principal non linéaire est directement alimenté par le signal d'entrée. Les distorsions générées par l'amplificateur sont isolées dans la boucle d'annulation de signal en soustrayant le signal d'entrée de la sortie de l'amplificateur. Ce signal est souvent nommé signal d'erreur. Dans la boucle d'annulation de distorsion, le signal d'erreur est soustrait de la sortie de l'amplificateur. L'atténuateur et l'amplificateur auxiliaire inclus dans les boucles d'annulation du signal et des distorsions sont nécessaires pour atteindre une annulation parfaite de la distorsion.

Dans le cas des applications radiofréquences, les performances du système de postcompensation dépendent de la qualité de l'égalisation des gains en amplitude et en phase et des délais des branches parallèles dans les boucles d'annulation. Les lignes de délai sont utilisées en pratique pour compenser les délais dominants des deux amplificateurs.

Les effets de déséquilibres des délais, des phases et des amplitudes des gains ont été largement étudiés dans la littérature [20][21][22][23][24][25]. À titre d'exemple, une erreur d'amplitude inférieure à 0.5 dB et une erreur de phase de moins que 0.5 degré sont requises pour atteindre une suppression de 25 dB des distorsions de l'amplificateur [21]. La disparité du délai, pour les systèmes à bande étroite, peut être corrigée en ajustant simplement la phase. Cependant, dans le cas de systèmes à large bande, une valeur donnée du délai correspond à différents déphasages pour différentes fréquences. Il a été démontré dans [22] qu'une disparité du délai qui correspond à une longueur d'onde de la porteuse implique une limitation de la suppression de distorsion à 30 dB aux deux extrémités de la bande de fréquences si la largeur de la bande est fixée à 1% et que le reste du système est supposé idéal.

Le contrôle manuel des dispositifs utilisés pour l'équilibrage des phases et des amplitudes est généralement insuffisant pour maintenir une qualité acceptable de la suppression des distorsions. Le vieillissement des composantes, la variation de la température et le changement de la fréquence d'opération causent des variations qui

exigent un contrôle automatique des dispositifs d'équilibrage de l'amplitude et de la phase. Dans la littérature, nous pouvons identifier trois principales techniques employées pour le contrôle automatique de la qualité de la suppression. Une première approche consiste à mesurer la puissance à quelques points du système afin de faire de la minimisation de leurs valeurs un critère d'optimisation [25]. Par exemple, les boucles d'annulation du signal et d'annulation des distorsions peuvent être syntonisées respectivement en minimisant la puissance du signal d'erreur et la puissance hors bande à la sortie de l'amplificateur. La deuxième méthode emploie une tonalité pilote qui est injectée à un point du système, typiquement après l'amplificateur de puissance, pour l'ajustement des paramètres des boucles d'annulation du signal et des distorsions [26] et [27]. La troisième méthode est basée sur l'utilisation du gradient d'une fonction coût pour le contrôle adaptatif de la qualité du balancement des chemins parallèles dans les boucles d'annulations [28] et [29]. Les trois méthodes d'adaptation mentionnées ci-dessus amènent à des systèmes de postcompensation beaucoup plus complexes que celui donné par la figure 1.11.

Bien que l'amplificateur principal puisse admettre une bonne efficacité énergétique, celle du système de postcompensation est fortement affaiblie par les pertes dans les lignes à délai, les coupleurs passifs et l'amplificateur auxiliaire. En conséquence, l'amplificateur auxiliaire doit nécessairement posséder une efficacité énergétique élevée. Il doit être également suffisamment linéaire de sorte à éviter d'introduire des distorsions additionnelles. En outre, le coupleur utilisé pour la soustraction du signal d'erreur du signal de sortie de l'amplificateur de puissance devrait avoir un faible facteur de couplage pour

maximiser le transfert de la puissance disponible, à la sortie de l'amplificateur principal, vers l'entrée de l'antenne. La connaissance préalable des caractéristiques des composants du système postcompensation telles que les pertes dans les lignes de délai, l'efficacité de l'amplificateur auxiliaire, son gain linéaire, et son point d'interception (*IP*) est exigée pour déterminer les facteurs de couplage optimums [30] et [31].

Plusieurs prototypes de systèmes postcompensation [17][20][23][26][32] ont rapporté une excellente qualité de la réduction des distorsions, de l'ordre de 20 à 40 dB, pour des applications de communications à bande étroite et à large bande pour des fréquences porteuses en GHz.

Des combinaisons de techniques de linéarisation ont été aussi suggérées par des auteurs pour aboutir à de meilleures performances tout en allégeant les contraintes sur la qualité de l'annulation dans les deux boucles du système de postcompensation. Ceci a permis de réduire la sensibilité des systèmes de postcompensation aux dérives des paramètres des composants et a diminué les dimensions requises de l'amplificateur auxiliaire tout en gardant une bonne réduction des distorsions à la sortie. Pour cela, certains auteurs ont proposé d'utiliser un amplificateur à postcompensation comme amplificateur principal (*nested feedforward amplifier*) dans un système postcompensation pour réduire la précision requise sur le contrôle de la phase et du gain des branches parallèles dans les boucles [19] et [23]. D'autres ont proposé d'inclure une fonction de

pré-distorsion RF en amont de l'amplificateur principal dans un système de postcompensation [19] et [24].

1.3.2 Rétroaction

La figure 1.12 montre le schéma fonctionnel d'un système de rétroaction négative. La linéarisation avec rétroaction négative permet une réduction du niveau des distorsions générées par l'amplificateur A au prix de sacrifier le gain. En effet, l'apport de la rétroaction en terme de suppression des distorsions est de même grandeur que la réduction du gain. En conséquence, le gain de l'amplificateur A doit être suffisamment élevé pour permettre un gain global et une suppression des distorsions élevée. Par ailleurs, il faut satisfaire le critère de stabilité qui représente un problème de plus en plus important au fur et à mesure que le gain de la rétroaction β augmente.

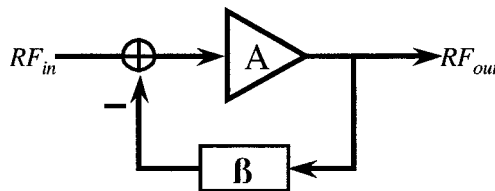


Figure 1.12 : Schéma fonctionnel de la méthode de rétroaction négative.

Cette méthode n'est pas appropriée aux applications à haute fréquence puisque le gain des transistors est souvent modéré. La solution triviale qui consiste à cascader plusieurs dispositifs (transistors), pour obtenir un gain plus élevé, est généralement inadéquate puisqu'il sera difficile d'assurer la stabilité de la boucle. Certaines solutions ont été

proposées pour surmonter ces problèmes si quelques contraintes peuvent être acceptées. En effet, si les harmoniques à la sortie de l'amplificateur non linéaire sont suffisamment éliminées, la correction se limitera à la réduction des niveaux des intermodulations qui dépendent seulement du signal de modulation. Par conséquent, il est possible d'appliquer la rétroaction du signal de modulation au lieu de la rétroaction directe du signal RF. En termes de rétroaction, un tel système fonctionne typiquement aux basses fréquences où le gain de boucle peut être élevé. Néanmoins, dans la boucle, le signal doit être au début converti aux radiofréquences, puis amplifié avant d'être ramené de nouveau aux basses fréquences. Le contrôle de la stabilité qui est effectué en bande de base est un autre avantage de cette solution obtenu au prix d'une complexité plus élevée. En plus, cette solution entraîne une augmentation du délai de la boucle qui limite la technique de la rétroaction du signal de modulation [33].

Il existe plusieurs schémas de rétroaction tels que la rétroaction de l'enveloppe, la rétroaction des coordonnées polaires, la rétroaction des coordonnées cartésiennes du signal etc... qui entraînent une complexité nettement variable. Les schémas peuvent être distingués par la façon dont l'enveloppe complexe du signal est représentée et la façon dont le signal de retour contrôle la boucle. La rétroaction cartésienne est la technique la plus proéminente et la plus étudiée (figure 1.13).

Plusieurs expériences conduites sur la technique de rétroaction cartésienne [34] à des porteuses allant jusqu'à 1.7 GHz et des largeurs de modulation atteignant 500 KHz ont

rapporté une réduction de 20 à 50 dB du niveau des distorsions avec une efficacité énergétique de 35% à 65%.

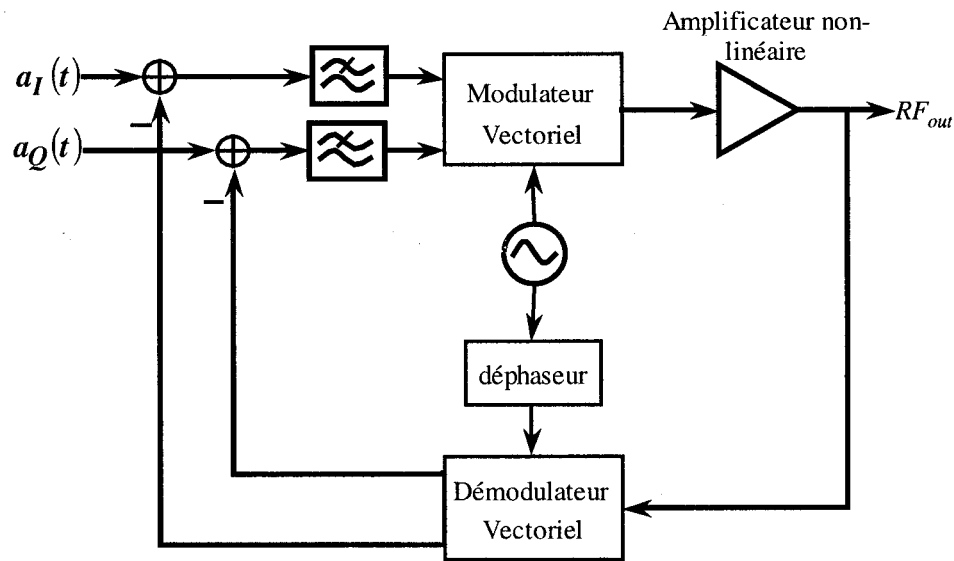


Figure 1.13 : Schéma fonctionnel de la rétroaction cartésienne.

Un problème potentiel de la technique de rétroaction cartésienne est qu'elle compromet beaucoup le gain et la marge de phase de la boucle. En plus, le changement du déphasage de la boucle lors du changement de la fréquence requiert un ajustement automatique pour préserver sa stabilité. L'obtention d'un faible niveau de l'ACI (*Adjacent Channel Interference*) nécessite une grande dynamique du chemin de retour. Cette dernière est limitée par les inter-modulations dans le modulateur et le démodulateur vectoriels utilisés et par le niveau de bruit accumulé dans ce chemin.

1.3.3 Pré-distorsion

La technique de pré-distorsion consiste à précéder l'amplificateur non linéaire par sa fonction inverse de façon à rendre la cascade linéaire. Dans la figure 1.14, la fonction de pré-distorsion opère en boucle ouverte. Cependant, les solutions reportées dans la littérature incluent un chemin de retour afin d'ajuster la fonction de pré-distorsion en cas de changement du comportement de l'amplificateur correspondant.

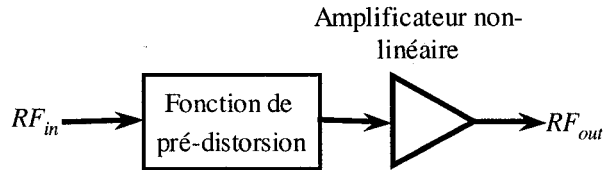


Figure 1.14 : Schéma fonctionnel de la technique de pré-distorsion.

On distingue plusieurs méthodes de réalisation de la fonction de pré-distorsion telle que la pré-distorsion numérique en bande de base, la pré-distorsion RF utilisant soit des diodes ou encore des modulateurs vectoriels comme éléments non linéaires.

a- Pré-distorsion RF

Dans le cas des amplificateurs de puissance caractérisés par une faible non-linéarité où des applications peu exigeantes en terme de linéarité, la fonction de pré-distorsion peut être réalisée par des composants analogiques non linéaires. Les auteurs dans [35] et [36] se sont servis des diodes Schottky pour la réalisation d'un générateur de distorsion d'ordre trois qui opère à des fréquences RF comme illustré dans la figure 1.15. Les prototypes conçus ont montré des réductions des niveaux des IM3 atteignant 20 dB sur une bande de

fréquence égale à 25 MHz. D'autres fonctions de pré-distorsion RF ont été réalisées par des transistors MESFET qui opèrent dans leurs régions non linéaires [37]. Ce type de pré-distorsion RF a été déployé et l'est encore, surtout, pour la linéarisation des amplificateurs *TWTAs* (*Traveling Waves Tube Amplifiers*) dans les communications par satellites dont la non-linéarité est surtout dominée par les produits d'inter-modulation de troisième ordre. Par ailleurs, d'autres solutions qui reposent sur l'augmentation de l'ordre de la non-linéarité de la fonction de pré-distorsion ont été utilisées pour aboutir à une meilleure qualité de linéarisation. À titre d'exemple, Stapleton S. P. a présenté une fonction de pré-distorsion sous forme de polynôme complexe d'ordre 5 pour corriger un amplificateur non-linéaire [38]. Un prototype, réalisé autour de 850 MHz, a permis de constater une réduction du niveau des IM d'ordre trois et d'ordre cinq respectivement de 15 dB et de 5 dB. Le temps de convergence de l'algorithme d'adaptation de type recherche direct, utilisé pour l'ajustement des coefficients des polynômes, a été estimé, par simulation, de l'ordre de quelques minutes.

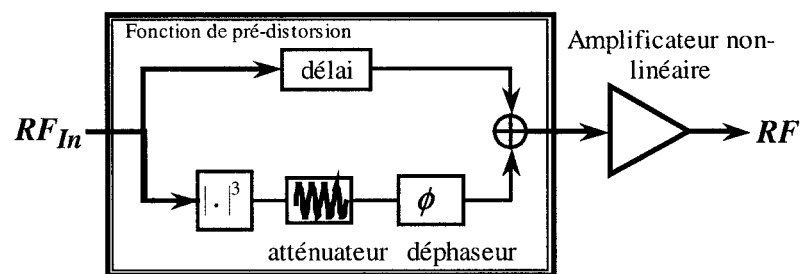


Figure 1.15 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion cubique.

L'utilisation des fonctions polynomiales et des algorithmes adaptatifs a montré une bonne capacité de réduction du niveau de l'émission hors bande des amplificateurs non

linéaires. Cependant, la lenteur de la convergence des algorithmes d'adaptation et surtout l'incapacité des fonctions polynomiales d'ordre réduit à linéariser des amplificateurs fortement non linéaires ont limité l'application de la pré-distorsion RF dans les communications mobiles. En effet, dans ce type d'applications, les amplificateurs de puissance sont basés sur des transistors de type *SSPAs* (*Solide State Power Amplifiers*), caractérisés par un comportement fortement non linéaire, qui exigeraient des fonctions de pré-distorsion polynomiales d'ordre très élevé.

b- Pré-distorsion numérique en bande de base

- Pré-distorsion avec une table à deux dimensions

Nagata [39] a présenté une solution de pré-distorsion basée sur de larges tables de correspondance à deux dimensions, comme illustré par la figure 1.16. En utilisant une table de correspondance à deux dimensions, le signal complexe à l'entrée, représenté par ses coordonnées cartésiennes $a_I(t)$ et $a_Q(t)$, peut être transformé en un nouveau point de la constellation $a_I^P(t)$ et $a_Q^P(t)$. Ainsi, les effets de n'importe quelle source de distorsion sans mémoire incluse dans le chemin de conversion, telle que filtre de reconstitution, modulateur vectoriel, amplificateur de puissance, etc..., peuvent être corrigés. Le contenu de la table est déterminé en se basant sur la comparaison entre les composantes cartésiennes $a_I(t)$ et $a_Q(t)$ du signal d'entrée et les composantes $a_I^f(t)$ et $a_Q^f(t)$ issues de la démodulation du signal de retour. La phase du signal de retour doit être ajustée pour assurer un bon fonctionnement. L'algorithme d'adaptation opère simultanément pendant

la transmission. Nagata a reporté une bonne qualité de linéarisation allant jusqu'à 26 dB de réduction du niveau des distorsions. Cependant, la longue taille de la table, 2 Mmots, a nécessité un assez long temps de convergence (10 secs).

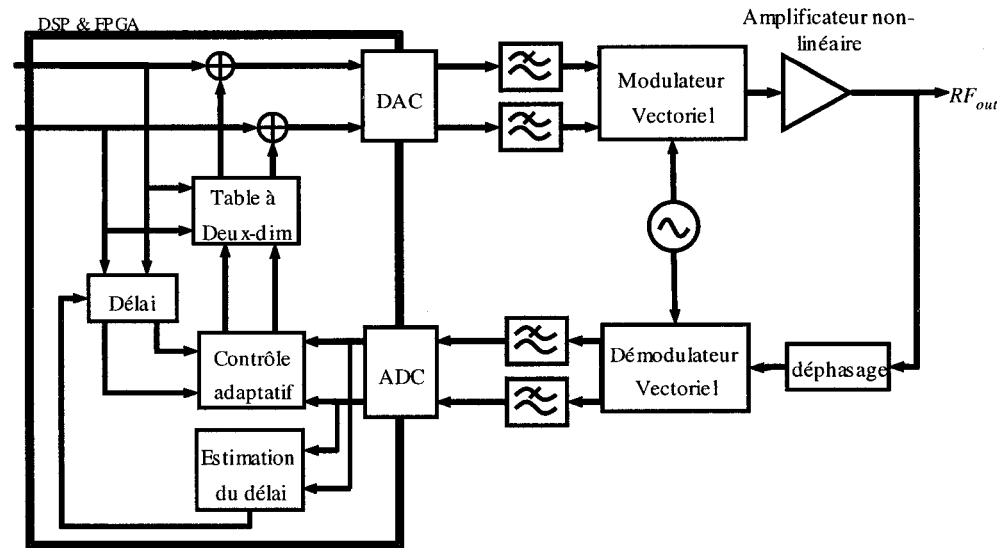


Figure 1.16 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion en bande de base avec table à deux dimensions.

L'inconvénient principal de la pré-distorsion avec des tables à deux dimensions est la taille de la table qui implique un long temps de convergence.

- Pré-distorsion polaire

Si la fonction de pré-distorsion est limitée à corriger juste les non-linéarités de l'amplificateur, alors deux tables unidimensionnelles suffiront. En effet, le comportement de l'amplificateur est une fonction de l'amplitude du signal d'entrée seulement. Ainsi, une telle table représente approximativement la fonction inverse de la non-linéarité complexe de l'amplificateur avec un nombre fini d'entrées.

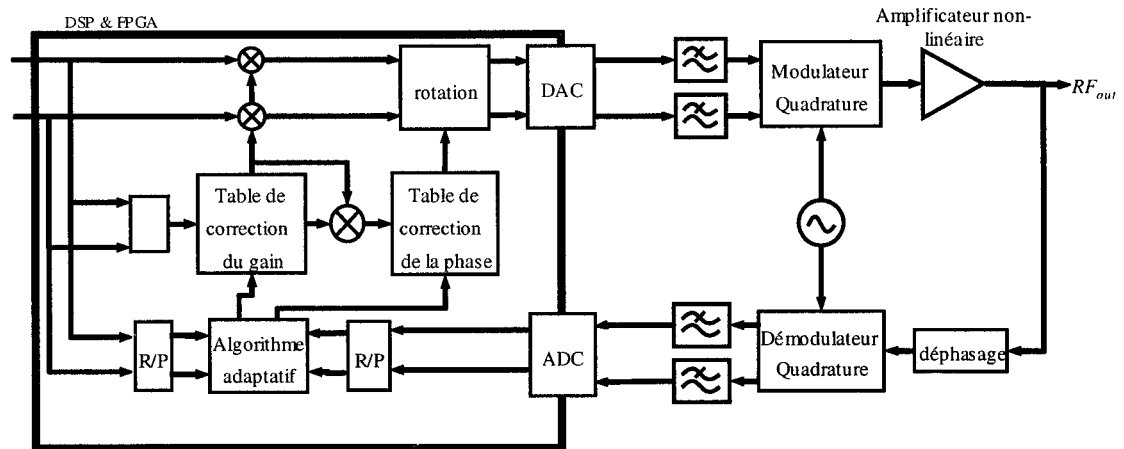


Figure 1.17 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion en bande de base --polaire--.

L'approche suggérée par Faulkner [40] et [41] utilise deux tables unidimensionnelles contenant l'amplitude et la phase du gain, respectivement. Le principe de l'approche en question est illustré par la figure 1.17. Chaque itération de l'algorithme d'adaptation utilisé pour la détermination des contenus des deux tables nécessite des transformations des coordonnées, rectangulaires aux polaires, des signaux d'entrée et de retour. En conséquence, cette approche implique une plus grande complexité de calcul que la pré-distorsion avec des tables à deux dimensions. En plus, elle nécessite des tables de taille beaucoup plus faible. À titre d'exemple, certains travaux ont reporté qu'un bon compromis entre le temps et l'erreur de convergence peut être atteint avec des tables de 64 entrées. Le temps de convergence est de l'ordre de quelques ms. Par contre, cette approche est moins sensible à la phase du signal de retour que celle basée sur les tables à deux dimensions. En plus, les performances de cette approche dépendent de la qualité des modulateurs et démodulateurs vectoriels utilisés.

- Pré-distorsion à gain complexe

Une approche semblable à celle donnée par Faulkner est présentée et analysée par Cavers [42] et [43]. Au lieu d'avoir deux tables avec l'amplitude et la phase du gain complexe de correction, cette approche utilise une table qui contient les gains complexes en forme cartésienne, figure 1.18. Cette technique exige moins d'opérations que la pré-distorsion polaire. L'adresse dans la table est calculée comme le carré de l'amplitude du signal d'entrée qui donne une distribution uniforme en puissance des entrées de la table. En outre, le signal d'entrée est pré-distordu par une multiplication complexe. L'algorithme d'adaptation basé sur la méthode Secant a permis une convergence en 4 ms pour une table de 64 entrées et une largeur de modulation égale à 25 KHz. Chaque entrée de la table nécessite plusieurs itérations pour converger à la valeur optimale. En plus, la convergence de l'algorithme dépend des conditions initiales.

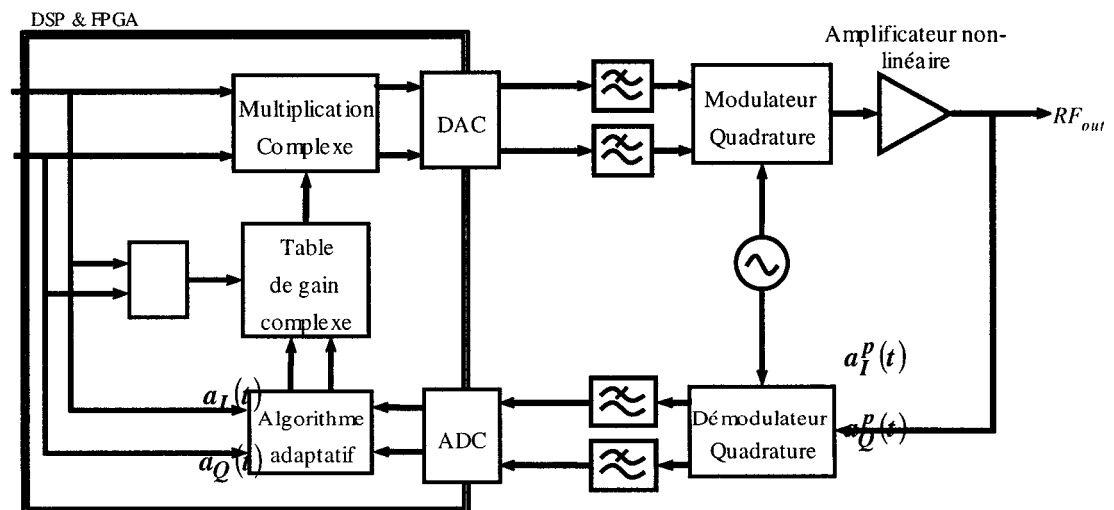


Figure 1.18 : Schéma fonctionnel de la pré-distorsion en bande de base –gain complexe–

1.3.4 LINC (*Linear amplification with nonlinear components*)

La technique du LINC (*Linear amplification with nonlINear Components*), appelée également *outphasing technique* est illustrée par la figure 1.19. Elle a été proposée par Cox [44] comme solution pour aboutir à une amplification, linéaire et efficace en énergie, de signaux modulés en phase et en amplitude. Comme la méthode EER, la technique du LINC surmonte la non-linéarité des amplificateurs de puissance en les alimentant avec des signaux à enveloppe constante. Ainsi, deux signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$, ayant la même amplitude et en opposition de phase, sont générés à partir du signal $S(t)$ selon les équations suivantes.

$$S_1(t) = a_{\max} \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + \vartheta(t)) \quad (1.13)$$

$$S_2(t) = a_{\max} \cos(2\pi f_c t + \phi(t) - \vartheta(t)) \quad (1.14)$$

avec

$$S(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (1.15)$$

$$\vartheta(t) = a_{\max} \cos(a(t)/a_{\max}) \quad (1.16)$$

Les signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$ alimentent les deux amplificateurs non linéaires qui opèrent dans la région de la quasi-saturation afin de garantir une efficacité énergétique maximale. La réplique amplifiée du signal d'entrée $S(t)$ est obtenue par une simple recombinaison des sorties des deux amplificateurs.

$$K \times S_1(t) + K \times S_2(t) = 2 \times K \times S(t) \quad (1.17)$$

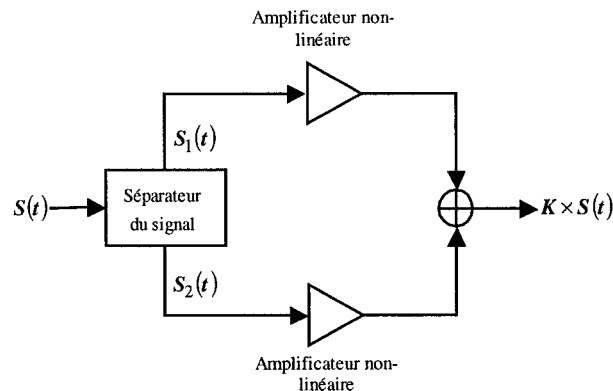


Figure 1.19 : Schéma fonctionnel de la technique du LINC.

Les équations ci-dessus révèlent que la génération des signaux n'est pas une opération simple. Certains travaux ont proposé des solutions complètement analogiques pour la fonction de séparation du signal qui opère soit avec des signaux à des fréquences intermédiaires soit à des fréquences radiofréquences directement [44] et [45]. La complexité de ces solutions a empêché la technique du LINC d'être déployée dans l'industrie. Cependant, ces dernières années d'autres travaux ont tiré profit de l'évolution des circuits de traitement de signaux numériques (DSP) pour s'en servir dans l'implantation du circuit de séparation de signaux [46] et [47]. Par conséquent, tout le traitement est exécuté en bande de base et un modulateur vectoriel, pour chaque branche d'amplificateur, convertira les signaux en bande de base à la fréquence RF désirée tel qu'on observe dans la figure 1.20.

La technique du LINC est fortement sensible aux déséquilibres en phase et en amplitude des deux branches d'amplificateurs. Par conséquent, cette technique nécessite un mécanisme additionnel d'ajustement des voies afin de maintenir le balancement à un

niveau qui garantit les performances souhaitées [48] et [49]. Ceci peut accroître grandement la complexité de la technique. De plus, un autre point qui est probablement d'une plus grande importance est le problème de l'efficacité énergétique de la technique du LINC. D'une part, l'efficacité énergétique dépend de la qualité du balancement des deux chemins puisque les pertes dans le combineur, souvent un hybride 90° , en dépendent. D'autre part, dans le cas du LINC on parle souvent de l'efficacité moyenne qui, en plus d'être fonction de l'efficacité des amplificateurs RF utilisés, dépend des statistiques du signal d'entrée et surtout de la valeur du rapport CF (*Crest Factor*). Les signaux ayant des rapports élevés impliquent une faible efficacité moyenne.

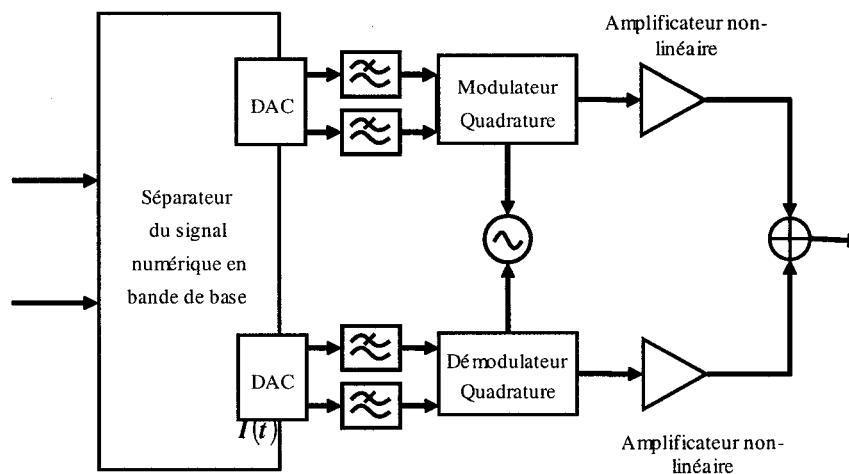


Figure 1.20 : Schéma du LINC avec une fonction de séparation du signal opérant en bande de base.

1.3.5 EER (envelope elimination and restoration)

Le principe de la technique d'élimination et de restauration de l'enveloppe (figure 1.21), présentée au début par Khan [50], est de séparer le signal vectoriel RF, ayant une

enveloppe variable, en deux signaux distincts véhiculant chacun une partie de l'information (amplitude, phase). D'une part, la sortie du détecteur comporte l'information sur l'amplitude du signal d'entrée. Elle alimente un convertisseur DC/DC qui contrôle le point de polarisation de l'amplificateur. Ceci permet un ajustement continu du point d'opération du transistor en fonction de l'amplitude du signal d'entrée qui maximisera l'efficacité énergétique de l'amplificateur. D'autre part, le limiteur RF génère un signal ayant une enveloppe constante et modulée en phase. Par conséquent, le passage d'un tel signal à travers l'amplificateur non linéaire opérant dans la région de saturation n'introduit pas de distorsions. De cette manière, un compromis entre la linéarité et l'efficacité énergétique est rendu possible. Cependant, cette technique n'est pas utilisée dans le contexte des amplificateurs radiofréquences de puissance dans les systèmes de communications mobiles de 3G puisqu'elle exigerait des convertisseurs DC/DC de puissance et très rapides qui ne sont pas disponibles actuellement.

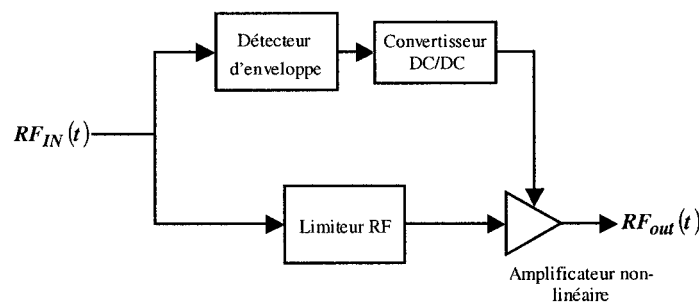


Figure 1.21 : Schéma fonctionnel de la technique d'élimination et restauration de l'enveloppe.

CHAPITRE 2

CARACTÉRISATION DYNAMIQUE DES

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

2.1 INTRODUCTION

La caractérisation et la modélisation des Amplificateurs de Puissance RadioFréquences (APRF) ont été sujettes à plusieurs travaux de recherche pendant les dernières années. Ceci est principalement occasionné par le besoin d'un modèle comportemental précis qui représente la non-linéarité des APRF et de linéariseurs radiofréquences. Cette nécessité s'est accrue dans les nouvelles applications des communications sans-fil et par satellites, où des amplificateurs de puissance sont excités par des signaux numériques à large bande avec un rapport de la puissance maximale par la puissance moyenne très élevée tel que le cas des signaux des applications 3G.

Mouthrop et al. [51] ont présenté une méthode de caractérisation dynamique des APRFs basée sur le calcul des niveaux d'inter-modulations pour un signal d'excitation composé de deux tonalités. Cette méthode a permis de résoudre, en partie, l'imprécision des résultats obtenus à partir de mesures statiques, basées sur une excitation de type onde continue avec une amplitude variable, lorsque les APRFs sont utilisés dans un contexte de signaux à enveloppe variable. Par ailleurs, la méthode de caractérisation des APRFs

présentée dans [52], qui exploite la ressemblance entre une excitation à deux tonalités et un signal modulé en BPSK, a révélé la dépendance du modèle de la non-linéarité du débit du signal BPSK. En outre, une différence significative a été déjà présentée dans [53] entre les résultats de mesures d'un APRF, de type LDMOS, obtenus en utilisant des signaux de type RF pulsés, à deux tonalités ou finalement de type onde continue. Ceci a permis de conclure que les résultats de mesures de la non-linéarité des APRFs dépendent fortement du signal d'excitation. Par conséquent, il est essentiel de concevoir un système de caractérisation des APRFs capable de garantir des conditions d'opération les plus proches que possible de la réalité pour assurer une prédiction précise des distorsions induites à leurs sorties.

Dans ce chapitre, nous présentons un banc d'essai automatisé, précis et versatile pour caractériser les amplificateurs de puissance alimentés avec un signal à large bande tel que WCDMA et CDMA2000 (SR3). Pour cela, nous commençons par une explication des détails du nouveau banc de test proposé. Ensuite, nous décrivons en brève l'APRF utilisé comme circuit sous test dans ce travail. Après ceci, nous analyserons les résultats de mesure obtenus à partir de ce banc d'essai et nous les comparerons à ceux mesurés avec un analyseur de réseau vectoriel (*Vector Network Analyzer*, VNA) et un analyseur de puissance crête (*Peak Power Analyzer*, PPA). Nous présenterons également quelques mesures mettant en évidence le phénomène d'effet de mémoire dans le comportement de l'amplificateur.

2.2 BLOC DIAGRAMME DU BANC D'ESSAI PROPOSÉ

La figure 2.1 montre la configuration du banc de test proposé. Il inclut un générateur de signaux radiofréquences vectoriels (SMIQ) en combinaison avec un générateur de signaux arbitraires en bande de base I et Q (AMIQ). Le logiciel WinIQSIM (ver. 3,6), de Rohde & Schwarz, et le système de conception avancé (ADS) d'Agilent Technologies sont utilisés pour générer les signaux de test qui seront ensuite téléchargés vers l'AMIQ. Les deux sorties analogiques du AMIQ sont utilisées par le SMIQ comme étant des signaux de modulation pour générer des signaux vectoriels qui alimenteront l'APRF sous test. L'option SMIQ-B47, qui consiste en des filtres en bande de base, est employée pour améliorer le rapport de puissance du canal adjacent (ACPR) des signaux de sortie de l'APRF. La figure 2.2 montre le circuit de translation de spectre à deux voix, conçu et réalisé au laboratoire, qui est employé pour amener les spectres des signaux respectifs à l'entrée et la sortie du circuit sous test autour d'une fréquence intermédiaire (IF). Le circuit de translation de spectre à deux voix doit être soigneusement conçu afin d'obtenir deux fonctions complexes de mélange spectral quasi identique dans les deux chemins. Un étalonnage IF pourrait être éventuellement appliqué pour compenser la dissemblance possible entre les deux chemins. Les sorties IF1 et IF2 du circuit de translation de spectres alimentent les deux canaux en bande de base de l'analyseur de signaux vectoriels VSA-89610B. La fréquence centrale des signaux IF1 et IF2 est fixée à 20 MHz afin d'exploiter la totalité de la bande de fréquence permise à l'entrée du VSA qui est égale à 40 MHz. L'ordinateur portable inclus dans ce banc de test est utilisé pour exécuter le logiciel

d'analyse de signaux vectoriels. Il sert également à enregistrer les signaux complexes correspondant à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sous test. L'ajustement distinct possible du retard des deux voies d'entrée du VSA est exploité pour compenser le délai entre les deux canaux provoqués par le délai de groupe du dispositif sous test.

La bande de fréquences porteuses de caractérisation du banc de test s'étend de 200 MHz à 3 GHz. La fréquence supérieure peut être encore augmentée pour atteindre des fréquences millimétriques en changeant seulement le mélangeur utilisé pour la translation de spectre.

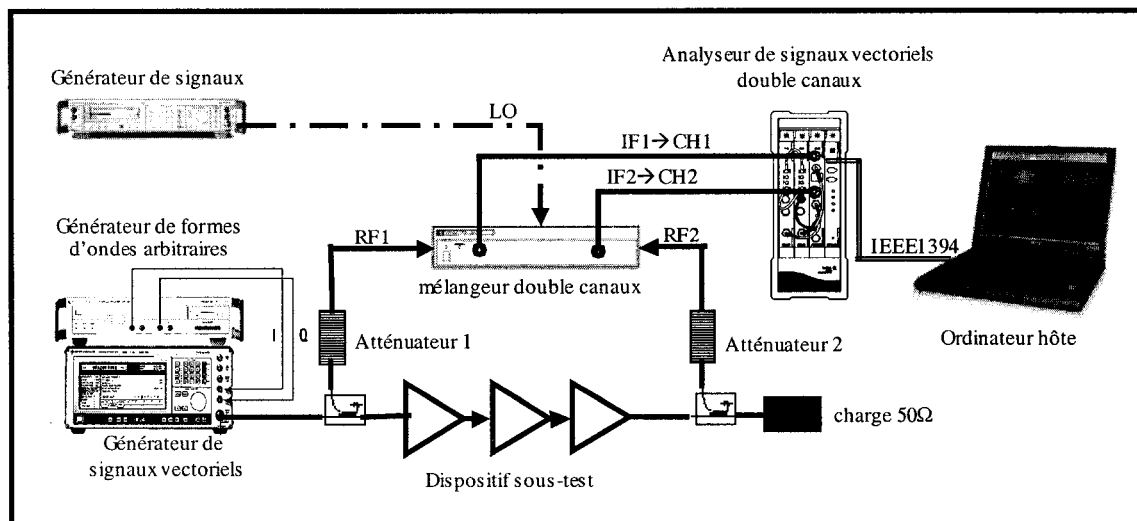


Figure 2.1 : Schéma bloc du banc de test proposé.

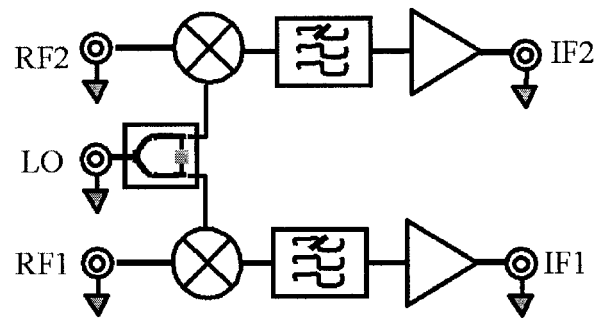


Figure 2.2 : Schéma du circuit de translation de spectres à deux voix.

2.3 CIRCUIT SOUS TEST

Un amplificateur de puissance à trois étages, montré dans la figure 2.3, a été conçu et construit dans la bande de communication sans fil étendue de 1930 MHz à 1990 MHz afin de servir comme circuit sous test dans ce travail. Son étage final utilise le transistor de puissance Motorola LDMOS MRF19085 opérant en classe AB et ayant 20-Watt comme puissance moyenne à la sortie. Le deuxième étage est basé sur le transistor MRF19045 de type LDMOS. Le premier étage sert comme un bloc de gain pour alimenter les deux autres étages. Le gain global, en petit signal, de cet APRF est évalué à 58 dB. Sa puissance crête à la sortie correspondant à une compression du gain de 1dB est environ 49 dBm.

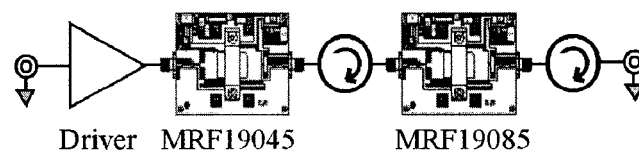


Figure 2.3 : Schéma du circuit sous test.

2.4 RÉSULTATS DES MESURES

En utilisant le banc de test proposé, plusieurs mesures ont été conduites sur l'amplificateur sous test décrit précédemment. Dans un premier temps, nous avons comparé les mesures obtenues en utilisant le banc de test proposé à celles obtenues en utilisant un analyseur de puissance crête (PPA) et un analyseur de réseau vectoriel (VNA). L'alimentation de l'amplificateur de puissance dans les expériences conduites avec le banc de test proposé et par le PPA est faite avec un signal CDMA2000 de type forward-link, multiporteuses (3X) et ayant une vitesse de 3.6864 Mcps. Le facteur de crête (*Crest Factor CF*) du signal correspondant, évalué à une probabilité de 0.001%, est égal à 12,75 dB. La figure 2.4 montre une bonne concordance entre les résultats issus du banc de test proposé et du PPA en termes de compression du module du gain. Par contre, les figures 2.4 et 2.5 démontrent une différence significative de la compression du module et de la phase du gain avec celles obtenues avec un VNA sous une excitation de type onde continue avec une variation de son amplitude. La similitude des mesures de la compression du module du gain entre le PPA et le banc de test proposé est due au fait que les deux expériences effectuent une caractérisation instantanée de l'APRF. Cependant, l'information sur la phase manque dans les mesures issues du PPA. Les dissemblances entre les résultats issus du VNA et ceux obtenus en utilisant les deux méthodes précédentes, observées au fur et à mesure que l'amplitude du signal d'entrée augmente, sont dues à l'importante durée de balayage dans le cas des mesures effectuées par le VNA. En plus, l'amplificateur n'est pas supposé supporter une puissance de sortie élevée, dans la

région de non-linéarité élevée, pendant longtemps. Ceci explique la compression du gain élevée, des mesures issues du VNA, comparée aux autres résultats. La puissance P1dB crête mesurée du circuit sous test obtenue en utilisant le banc de test proposé et le PPA est environ 49 dBm. Cependant, la valeur obtenue par le VNA est légale à 46.5 dBm. Ceci montre l'inexactitude des mesures traditionnelles de compression de gain comparées aux résultats issus de la caractérisation instantanée.

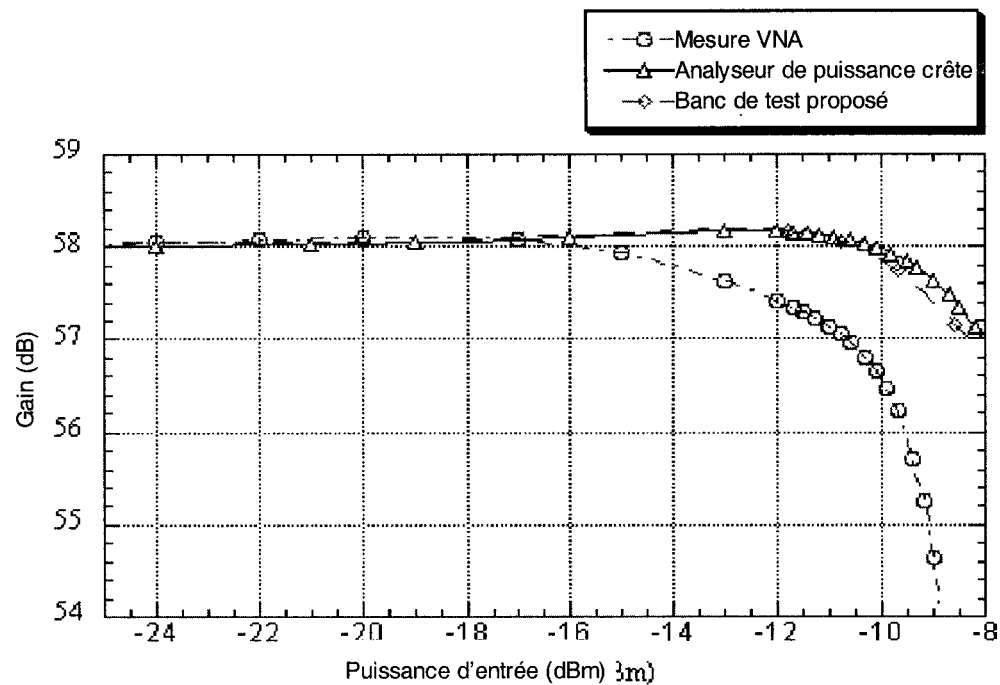


Figure 2.4 : Mesures du module du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, avec un VNA (onde continue) et le PPA et le banc d'essai proposé (CDMA 2000).

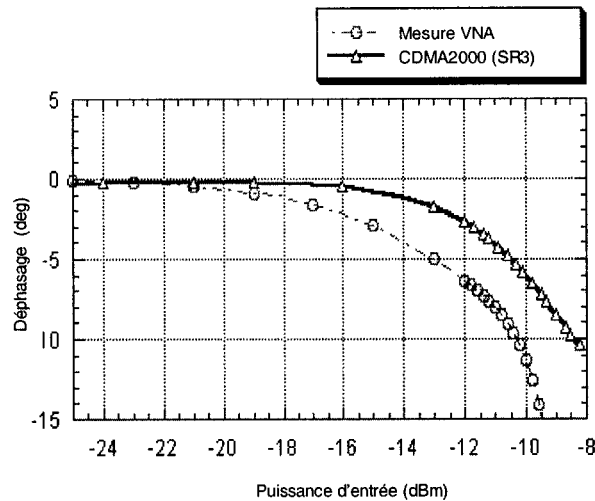


Figure 2.5 : Mesures de la phase du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, avec un VNA (onde continue) et le PPA et le banc d'essai proposé (CDMA 2000).

Le banc de test proposé a été également employé pour mesurer la compression complexe du gain de l'APRF pour différents types de signaux d'excitations. En plus du signal de CDMA 2000 utilisé dans les expériences précédentes, nous avons excité le circuit sous test avec un signal WCDMA, ayant un facteur de crête égal à 13,35 dB, et un signal à 8-tonnalité avec 500 KHz d'espacement. Les figures 2.6 et 2.7 montrent respectivement la compression de l'amplitude et de la phase pour les trois signaux. Nous observons clairement la bonne concordance de la compression du gain complexe pour les différentes excitations. La similitude du comportement d'amplificateur de puissance, sous ces trois types d'excitations, peut être expliquée par des conditions d'opérations comparables en conséquence de l'importante valeur du CF des trois signaux.

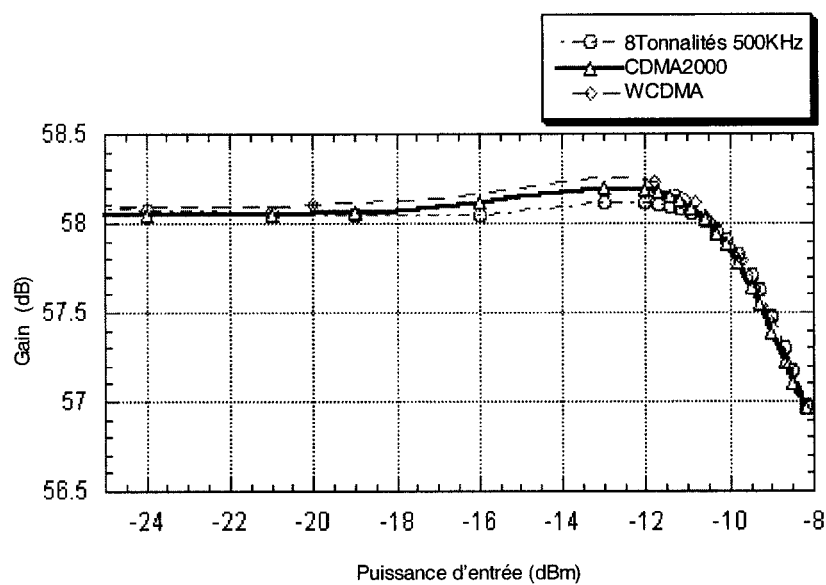


Figure 2.6 : Mesures du module du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, 8-tonalités avec 500 KHz d'espacement, CDMA2000 (SR3) et WCDMA.

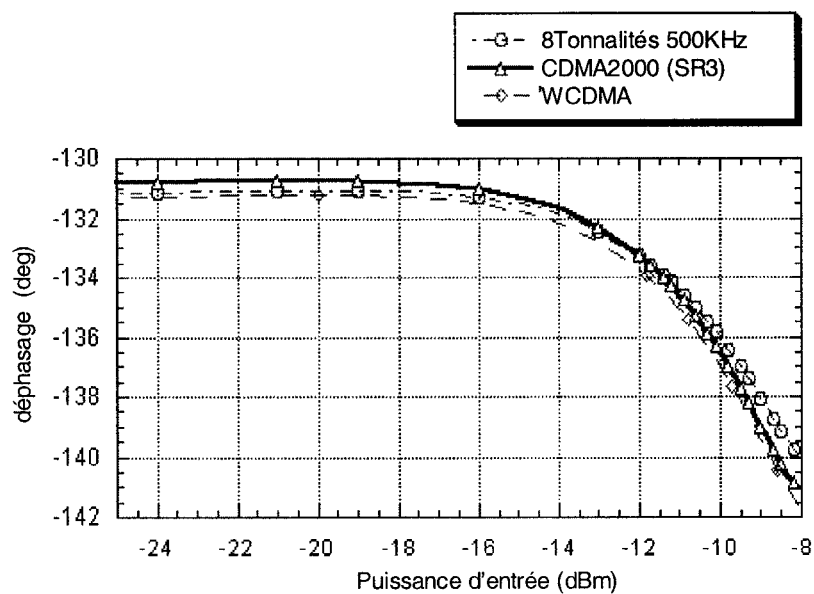


Figure 2.7 : Mesures de la phase du gain en fonction de la puissance du signal d'entrée, 8-tonalités avec 500 KHz d'espacement, CDMA2000 (SR3) et WCDMA.

Ce banc de test a été utilisé également pour étudier l'effet de mémoire dans le comportement de l'amplificateur de puissance. Un signal à deux-tonalités est souvent utilisé pour caractériser ce phénomène [54][55]. Cependant, ce type de signal ne peut pas alimenter l'amplificateur de puissance dans la région de non-linéarité élevée en raison de son faible facteur CF (3dB). Pour visualiser et mesurer les effets de mémoire dus à l'APRF, nous avons proposé d'utiliser un signal à 8-tonalités alignées en phase, ayant un facteur CF égal à 9 dB. La capture en temps réel des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie de l'APRF a été effectuée plusieurs fois en changeant à chaque expérience la valeur de l'espacement fréquentiel entre les tonalités. La figure 2.8 montre les formes d'ondes dans le domaine de temps à l'entrée et à la sortie de l'APRF alimenté avec un signal 8-tonalités ayant un espacement de 100 KHz. D'autre part, la figure 2.9 montre la courbe de la variation de l'amplitude du signal à la sortie en fonction de l'amplitude à l'entrée pour la même excitation. À cet espacement de fréquences, on observe clairement une hystérésis. Cependant, on n'observe pas ce phénomène pour un signal à 8-tonalités avec un espacement de 500 KHz comme le montrent les figures 2.10 et 2.11. D'autres mesures faites pour d'autres espacements de fréquences indiquent la présence de ce phénomène pour un espacement entre 20 KHz et 130 KHz. Ceci peut être expliqué par un effet de mémoire thermique qui est généralement présent pour des faibles valeurs de l'espacement des tonalités [56].

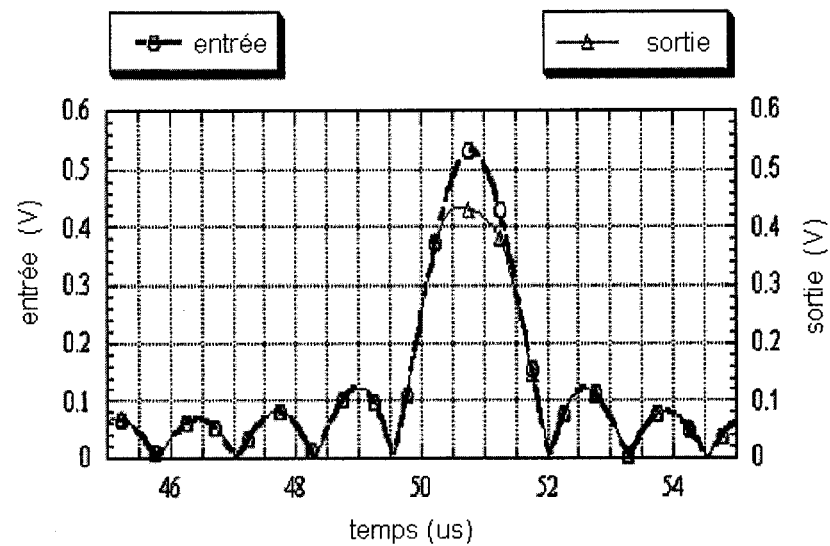


Figure 2.8 : Formes d'ondes à l'entrée et à la sortie pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 100 KHz.

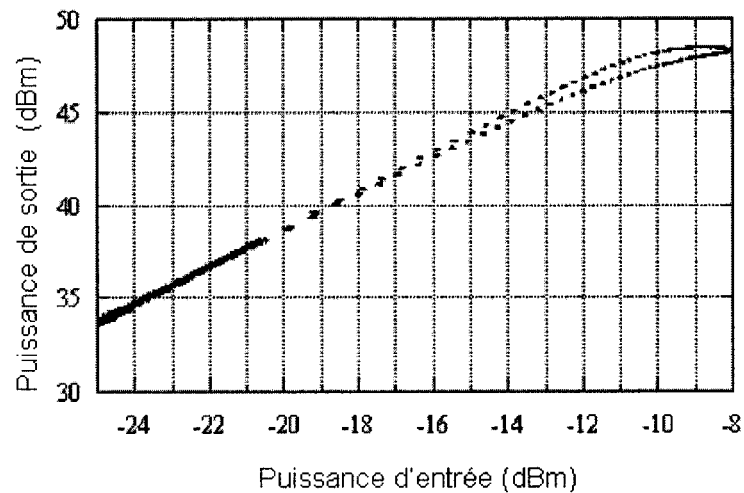


Figure 2.9 : Puissance de sortie vs. puissance à l'entrée pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 100 KHz.

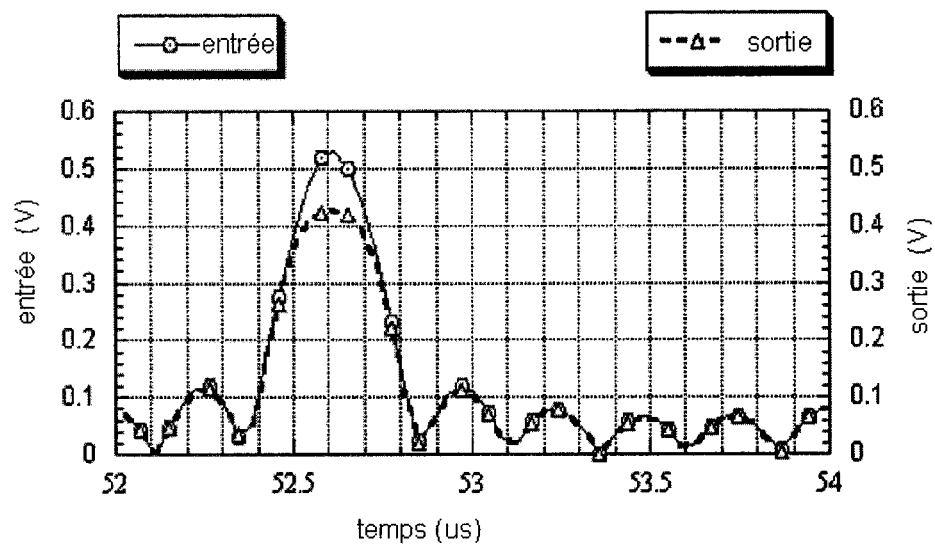


Figure 2.10 : Formes d'ondes à l'entrée et à la sortie pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 500 KHz.

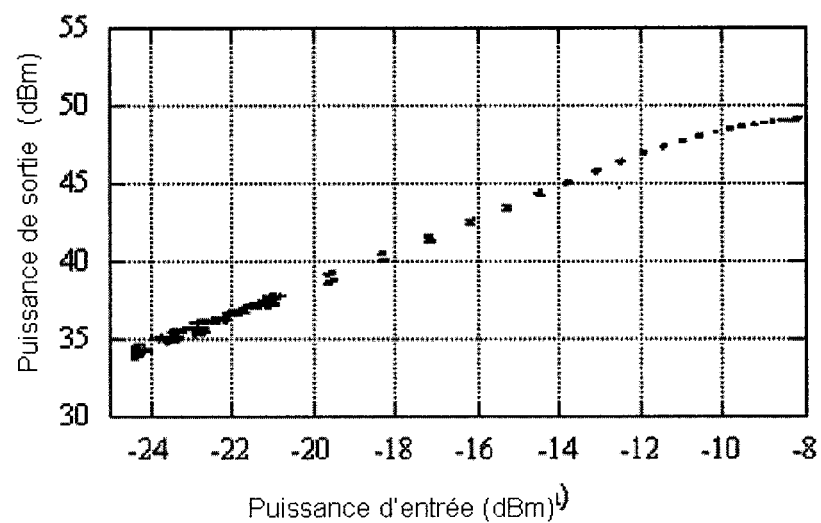


Figure 2.11 : Puissance de sortie vs. puissance à l'entrée pour une excitation de type 8-tonalités avec un espacement de 500 KHz.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION DES EFFETS DE MÉMOIRES DANS LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

3.1 INTRODUCTION

La conception des amplificateurs de puissance RF pour des stations de base des communications sans fil devient une tâche de plus en plus complexe. En effet, ces applications sont caractérisées par une croissance continue de la largeur de bande et de la variation de l'enveloppe des signaux, et imposent de ce fait des contraintes rigoureuses aux concepteurs de systèmes pour répondre aux exigences en termes d'efficacité et linéarités de puissance. Le choix de la classe d'opération de transistor et des circuits d'adaptation de charge est des aspects importants de la conception de système qui peuvent aider à surmonter ces défis. En outre, plusieurs méthodes de linéarisation, rapportées dans la littérature, ont été considérées comme des approches importantes pour augmenter l'efficacité de puissance tout en gardant une bonne linéarité. Cependant, les performances relativement limitées des tels amplificateurs de puissance RF et des linéariseurs [56][57] sont dues à plusieurs facteurs qui n'ont pas été pris en considération pendant la conception de système. L'importance des facteurs de dégradation peut différer selon la technologie d'amplificateur de puissance RF (par exemple BJT, FET), la topologie de l'amplificateur (par exemple à commutation, push-pull, équilibré, single-ended amplifier) et la méthode

de linéarisation (par exemple pré-distorsion, feedforward) à employer. Considérés comme étant une source sérieuse de dégradation des performances des amplificateurs de puissance et des linéariseurs, les effets de mémoire sont récemment devenus un domaine de recherche actif. Une connaissance approfondie des sources des effets de mémoire, l'élaboration des méthodes précises pour leurs mesures et la quantification de leurs impacts sont des étapes critiques dans la conception des amplificateurs de puissance et des linéariseurs. Dans la littérature [55] [58], deux catégories des effets de mémoire ont été identifiées : effets électriques et effets électrothermiques. Le facteur prédominant qui cause l'effet de mémoire électrique est la variation des impédances des terminaux (des impédances de circuits de polarisation et d'adaptation) sur la largeur de bande de signal d'entrée autour de la fréquence porteuse et de ses harmoniques, aussi bien qu'à des fréquences en bande de base. La conception attentive du circuit d'adaptation et de polarisation réduirait au minimum ces effets, particulièrement des amplificateurs basés sur des transistors de type FET. Cependant, la variation de gain provoquée par les paramètres électriques du transistor qui dépendent de la température mène aux effets de mémoire électrothermiques inévitables.

Les effets de mémoire ont été traditionnellement définis comme étant la variation des distorsions à la sortie de l'APRF en fonction de l'espacement de tonalités sous une excitation à deux-tonalités. En fait, on suppose que l'amplificateur de puissance se comporte, pour une valeur donnée de l'espacement des deux-tonalités et une dynamique de l'amplitude large, d'une manière semblable à celui d'un signal avec une largeur de bande

de modulation égale à l'espacement des deux-tonalités. En outre, elle était perçue comme une manière pratique pour contourner les difficultés à rencontrer si on utilisait d'autres métriques telle que l'ACPR et l'EVM dans le cas d'une excitation avec un signal modulé.

Bosch et al. ont proposé [58] un système de mesure, qui emploie deux analyseurs de réseaux, pour détecter les effets de mémoire sur les signaux fondamentaux. Cependant, ce système ne couvre pas leurs effets sur les niveaux des IMD qui sont essentiels pour la caractérisation des APRFs et des linéarisateurs. D'autres systèmes [54] qui sont capables de mesurer la phase relative des IMD3 ont été également suggérés. Ces systèmes sont basés sur un générateur de non-linéarité de référence en utilisant un transistor de type MESFET à basse fréquence. Ceci devrait fournir une phase constante des IMD3 sur une large bande de fréquences de modulation. L'inconvénient principal d'un tel système est la dépendance de ses performances de la qualité du générateur de la non-linéarité de référence, qui devrait être un élément non linéaire idéal d'ordre trois. Par ailleurs, Vuolevi et al. [55] ont proposé un banc de mesure, approprié à une application de pré-distorsion, basé sur la technique d'injection de l'enveloppe. Cette approche exige une procédure d'étalonnage laborieuse et prolongée, qui requiert beaucoup d'instruments spécialisés tels que trois générateurs, deux analyseurs de réseaux vectoriels, deux analyseurs de spectre, des modules de translation de fréquence (down-converters), etc...

Par la suite, nous proposons d'étudier, modéliser et mesurer les contributions des effets de mémoire dans la génération de distorsions à la sortie de l'amplificateur de puissance.

3.2 EFFETS DE MÉMOIRE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

Un système est dit avec mémoire si la valeur de la sortie $y(t)$ à un instant donné dépend non seulement de son entrée $x(t)$ au même instant, mais en plus de l'entrée et de la sortie aux instants précédents comme le démontre l'équation (3.1).

$$y(t) = f(x(t), \dots, x(t - \tau), y(t - \tau')) \quad (3.1)$$

Contrairement aux systèmes non linéaires qui introduisent un étalement du spectre de la sortie, un système linéaire avec mémoire n'affectera que la forme du spectre de sortie. La sortie $y(t)$ d'un système linéaire est égale à la convolution de sa réponse impulsionnelle $h(t)$ et le signal d'entrée $x(t)$. Par contre, on distingue deux catégories de systèmes non linéaires avec mémoire. Dans la première catégorie, le système non linéaire est caractérisé par deux courbes de conversion AM/AM et AM/PM qui donne la variation du déphasage en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. Un tel système, dit quasi sans mémoire, peut être modélisé par des fonctions polynomiales avec des coefficients complexes. Cette approximation est seulement applicable dans le cas de systèmes non linéaires excités avec des signaux à bande relativement étroite. Néanmoins, les systèmes non linéaires, de la deuxième catégorie, sont généralement représentés par une réponse impulsionnelle multidimensionnelle.

On distingue, dans la littérature [55], deux mécanismes à l'origine des effets de mémoire observés dans le comportement des amplificateurs de puissance radiofréquence, notamment les effets de mémoires électriques et les effets de mémoires thermiques.

3.2.1 Effets de mémoire électrique

Les effets de mémoire électrique observés dans le comportement des amplificateurs se manifestent généralement comme étant la variation des distorsions à la sortie en fonction de la largeur de bande de modulation du signal d'entrée. Par conséquent, une bonne compréhension des mécanismes qui sont à l'origine de ces distorsions nous aidera à mieux comprendre ces effets.

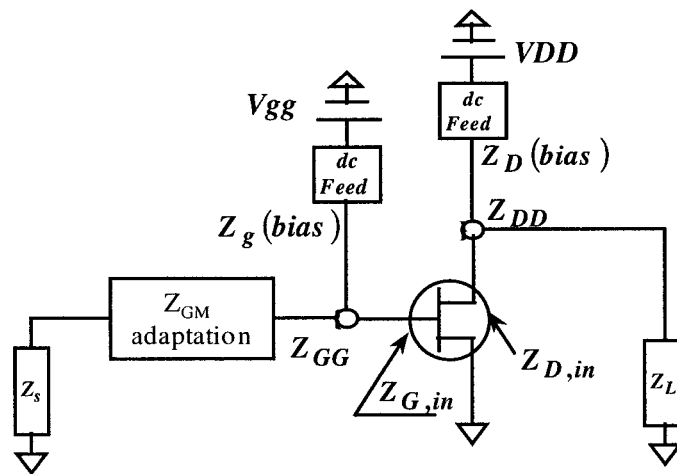


Figure 3.1 : Définition des impédances pour un amplificateur de type MESFET.

La figure 3.1 montre les impédances aux différents points d'un amplificateur basés sur un transistor de type MESFET. Dans cette figure, $Z_{G,in}$ et $Z_{D,in}$ représentent les

impédances respectivement d'entrée et de sortie du transistor et leurs valeurs dépendent seulement de son point de polarisation. D'autre part, $Z_{g,bias}$ et $Z_{D,bias}$ désignent respectivement les impédances des circuits de polarisation de la grille et du drain. Les impédances Z_{GG} et Z_{DD} , aux nœuds 1 et 2, peuvent être calculées selon équations (3.2) et (3.3).

$$Z_{GG} = Z_{G,M} // Z_{g(bias)} // Z_{G,in} \quad (3.2)$$

$$Z_{DD} = Z_L // Z_{D(bias)} // Z_{D,in} \quad (3.3)$$

Les sources de non-linéarité dans les amplificateurs radiofréquences peuvent être considérées comme des sources de courant. Par conséquent, leurs voltages dépendront des impédances [59]. Dans le cas d'une excitation à deux tonalités, les produits IMD3 générés à la sortie de l'amplificateur sont en grande partie dominés par les non-linéarités d'ordre trois. Cependant, ils sont également influencés par les non-linéarités d'ordre 2 générées par les fréquences de l'enveloppe et de la deuxième harmonique. Ces dernières sources de non-linéarités sont affectées par les valeurs des impédances Z_{GG} et Z_{DD} à ces fréquences. Ainsi, les effets de mémoire électrique sont causés par la variation des impédances des terminaisons aux fréquences de la fondamentale, des harmoniques et de l'enveloppe du signal pour différentes valeurs de fréquences de modulation.

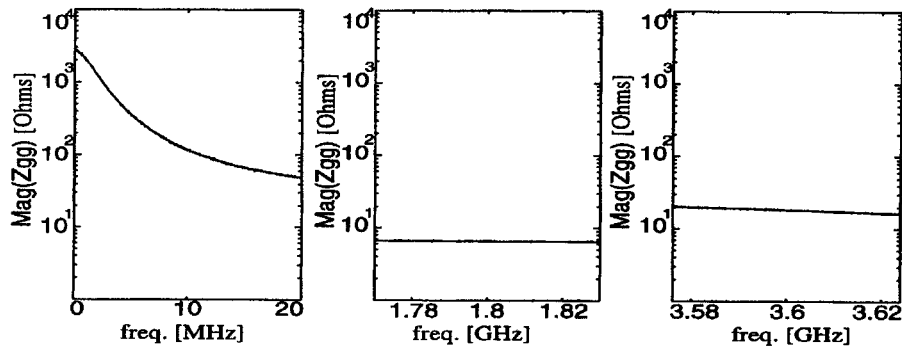


Fig. 10. Measured magnitude of the Z_{gg} of a MESFET amplifier.

Figure 3.2 : Impédance de la grille en fonction de la fréquence
d'un transistor MESFET [60].

La figure 3.2 montre des mesures typiques de l'impédance de la grille d'un transistor de type MESFET en fonction de la fréquence. Comme on peut l'observer, cette impédance change considérablement lorsque la fréquence varie du DC à 20 MHz. Cependant, elle demeure presque inchangée autour de la fondamentale et de la deuxième harmonique sur une bande de modulation qui pourrait atteindre 60 MHz. La conception du circuit d'adaptation pourrait garantir facilement une impédance constante de la grille autour de la fondamentale sur la bande de modulation puisque cette dernière ne représente qu'environ 3% de la fondamentale dans cet exemple. Cette impédance pourrait être constante autour de la deuxième harmonique, sur toute la bande de modulation, si on évite d'ajouter des *traps* pour atténuer les harmoniques. Ces derniers sont des sources significatives d'effets de mémoire électrique. Ainsi, les impédances à la fondamentale et aux harmoniques influencent trop peu les effets de mémoire électrique qui sont dominés par les variations

de l'impédance aux fréquences de l'enveloppe. Dans l'exemple de la figure 3.2, l'impédance de la grille varie beaucoup pour des fréquences, de DC à 20 MHz, par conséquent, si un signal d'entrée admet une bande de modulation proche de 20 MHz il sera affecté par les effets de mémoire électrique.

3.2.2 Effets de mémoire thermique

Les effets de mémoire thermique sont causés par le couplage électrothermique qui affecte les signaux ayant des faibles fréquences de modulation s'étalant jusqu'aux quelques MHz. Ces effets sont introduits par la variation de la température de la jonction du transistor qui engendre des variations des paramètres électriques du transistor. Ces derniers à leurs tours introduisent un changement du comportement du transistor. Cette température T_j dépend de la puissance dissipée, des matériaux de la puce (silicium, GaAs...), du type du boîtier (résistance thermique de la jonction puce-boîtier), le type du radiateur (résistance thermique de la jonction boîtier-radiateur) et du type de refroidissement (conduction ou convection). Ainsi, la variation temporelle de la puissance dissipée en fonction de l'amplitude du signal d'entrée provoque un changement du comportement électrothermique du transistor qui est régi par une impédance thermique. De plus, vu la masse finie de la puce cette impédance thermique contient une partie capacitive qui est à l'origine de l'effet de mémoire thermique (voir figure 3.3).

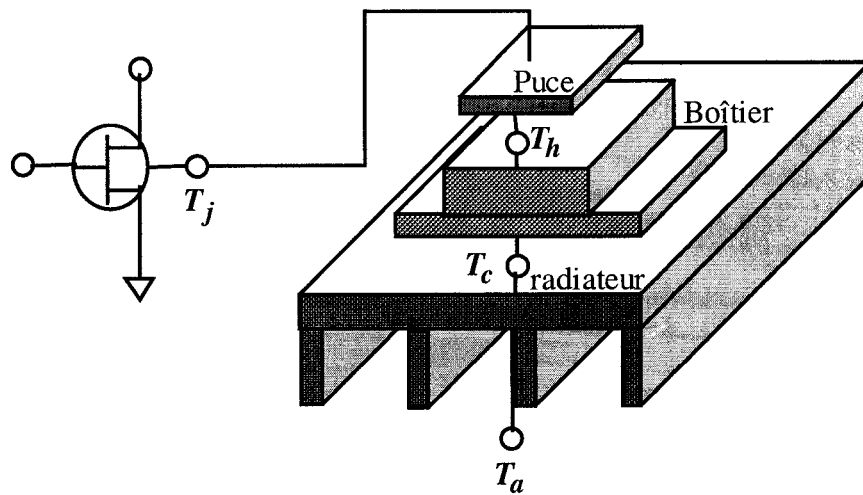


Figure 3.3 : Flux de chaleur dans les dispositifs.

3.3 MODÉLISATION DES EFFETS DE MÉMOIRE

3.3.1 Modèle électrothermique

Dans cette partie, nous proposons un modèle électrothermique du comportement dynamique des amplificateurs de puissance. La procédure d'identification des paramètres de ce modèle est présentée dans la section suivante. L'implémentation de ce modèle dans le simulateur, mixte RF/DSP, ADS nous servira dans l'étude de l'influence des effets de mémoire thermique sur le comportement des amplificateurs de puissance alimentés avec différents types de signaux d'excitation et particulièrement des signaux multiporteurs de troisième génération.

Les auteurs dans [55] ont exprimé la température de la jonction du transistor selon l'équation (3.4) pour expliquer son changement dynamique en fonction du signal d'entrée. L'équation (3.4) utilise $Z_{th}(w_1 - w_2)$ comme impédance thermique à basses fréquences et

$P_{dissip}(w_1 - w_2)$ comme puissance dissipée à ces fréquences. w_1 et w_2 désignent les fréquences porteuses des deux tonalités.

$$T_j = T_{amb} + R_{th}P_{dissip}(DC) + Z_{th}(w_1 - w_2)P_{dissip}(w_1 - w_2) \quad (3.4)$$

Cette équation ne permet pas de calculer la température instantanée de la jonction nécessaire pour l'étude de l'influence des effets thermiques sur le comportement de l'amplificateur. En plus, cette expression utilise des grandeurs $Z_{th}(w_1 - w_2)$ et $P_{dissip}(w_1 - w_2)$ exprimées dans le domaine fréquentiel et sont difficilement mesurables. Dans ce qui suit, nous développons une expression plus complète et plus précise de la température de la jonction en fonction de la puissance dissipée instantanée et du niveau du signal d'entrée. En effet, la puissance dissipée instantanée détermine la quantité instantanée de la chaleur qui est appliquée au transistor. En outre, comme nous l'avons précisé précédemment, en raison de la masse finie du transistor, l'impédance thermique inclut une partie capacitive en plus de la partie résistive. La résistance thermique décrit juste le comportement en régime permanent, et la capacité thermique essentielle pour la description du comportement dynamique. Les résistances et les capacités thermiques mènent à des montées et descentes exponentielles caractérisées par des constantes de temps thermiques RC_{th} semblables à la constante de temps électrique RC_{elec} . L'expression de la température de la jonction instantanée du transistor a été développée en se servant de la dualité existante [61] entre le transfert thermique et les phénomènes électriques récapitulés dans le tableau 3.1.

	Grandeur thermique		Grandeur électrique
P_{dissip}	flux de puissance de chauffage (W)	I	flux de courant (A)
T_j	température (K)	V	voltage (V)
R_{th}	résistance thermique (K/W)	R	résistance électrique (Ω)
C_{th}	capacité thermique (J/K)	C	capacité électrique (F)

Tableau 3.1 : Équivalence entre les grandeurs thermiques et électriques

La figure 3.4 montre les modèles thermiques du transistor comprenant la puce de silicone, le boîtier et le radiateur reliant la température de la jonction et la température ambiante à la quantité de chaleur dissipée. T_c désigne la température du boîtier du transistor.

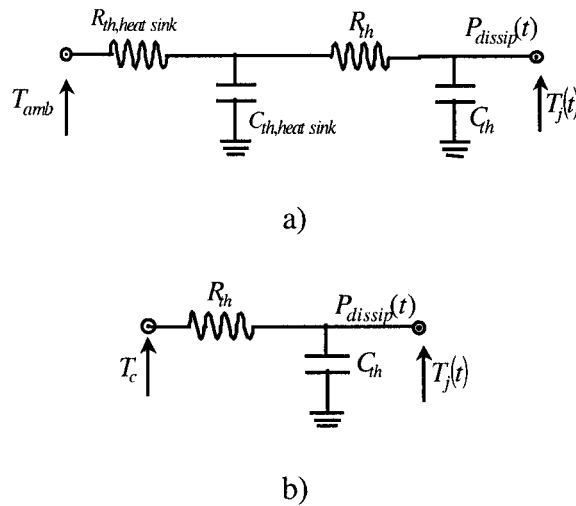


Figure 3.4 : Modèle thermique du transistor.

Puisque la constante de temps thermique $R_{th,heat\ sink} \times C_{th,heat\ sink}$ est trop élevée, comparée à $R_{th} \times C_{th}$, la figure 3.4-a) peut être simplifiée à celle montrée à la figure 3.4-b). À partir de la figure 3.4-b), la température instantanée de la jonction peut-être exprimée comme solution de l'équation différentielle non homogène du premier ordre suivante:

$$\frac{\partial T_j(t)}{\partial t} + \frac{1}{R_{th}C_{th}}T_j(t) - \frac{1}{R_{th}C_{th}}(R_{th}P_{dissip}(t) + T_c) = 0 \quad (3.5)$$

avec

$$P_{dissip}(t) = V_{DS,dc} \times I_{DS,dc}(t) + P_{RF,in}(t) - P_{RF,out}(t) \quad (3.6)$$

ou encore

$$P_{dissip}(t) = (1 - \eta(t)) \times P_{RFout}(t) \quad (3.7)$$

avec $\eta(t)$ = *efficacité énergétique instantanée*.

l'équation (3.5) a la forme suivante

$$\frac{\partial}{\partial t}T_j(t) + a(t)T_j(t) = b(t) \quad (3.8)$$

$$\text{avec } a(t) = \frac{1}{R_{th}C_{th}} \text{ et } b(t) = \frac{1}{R_{th}C_{th}}(R_{th}P_{dissip}(t) + T_c)$$

La solution générale de l'équation (3.8) est donnée par l'équation (3.9).

$$T_j(t) = e^{\left(-\int a(t)dt\right)} \left(\int e^{\left(\int a(t)dt\right)} b(t)dt + K \right) \quad (3.9)$$

ou encore

$$T_j(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \left(\int \frac{1}{\tau} e^{\left(\frac{t}{\tau}\right)} (R_{th} P_{dissip}(t) + T_c) dt + K \right) \quad (3.10)$$

avec $R_{th}C_{th} = \tau$; τ est la constante de temps thermique.

La partie droite de l'équation (3.10) peut être décomposée en deux intégrales selon l'équation (3.11).

$$T_j(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \left\{ \int \frac{\partial e^{\left(\frac{t}{\tau}\right)} (R_{th} P_{dissip}(t) + T_c)}{\partial t} dt - \int R_{th} e^{\left(\frac{t}{\tau}\right)} \frac{\partial P_{dissip}(t)}{\partial t} dt + K \right\} \quad (3.11)$$

Dans le cas particulier d'un signal d'excitation de type rectangulaire avec un rapport cyclique égal à 50%, tel que défini par l'équation (3.12), la puissance instantanée est constante au cours de la durée l'impulsion. Par conséquent, la puissance dissipée instantanée est également constante.

$$P_{dissip}(t) = \begin{cases} P & t_0 \leq t \leq T \\ P_0 & t < t_0 \end{cases} ; \Rightarrow \frac{\partial P_{dissip}(t)}{\partial t} = 0 \quad (3.12)$$

L'équation (3.11) peut être donc simplifiée pour aboutir à l'équation (3.13).

$$T_j(t) = T_{j,s} + (T_{j,0} - T_{j,s}) \times e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \quad (3.13)$$

avec $T_{j,0} = T_c + R_{th} P_0$ et $T_{j,s} = T_c + R_{th} P$.

La figure 3.6 montre la variation temporelle de la température de jonction selon l'équation (3.13) pour un signal d'entrée pulsé représenté par la figure 3.5.

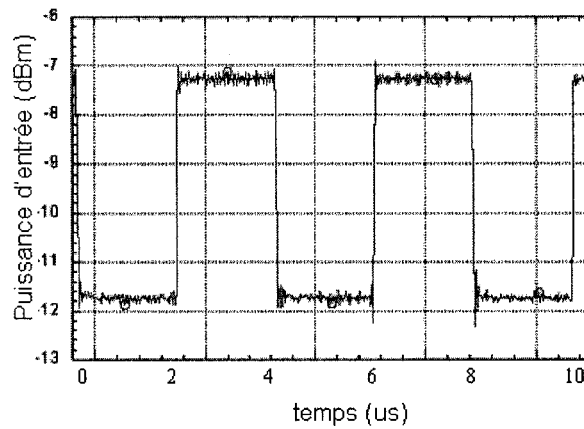


Figure 3.5 : Enveloppe du signal d'entrée pulsé (période 4us, rapport cyclique= 0.5).

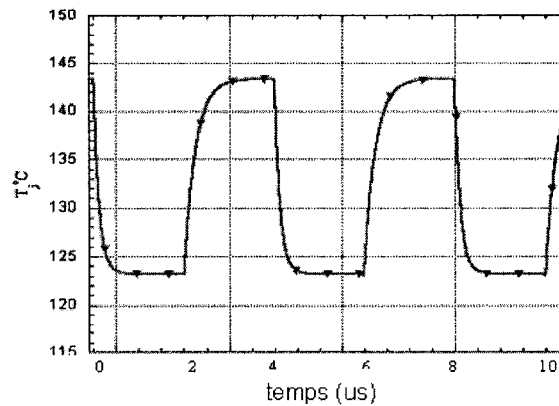


Figure 3.6 : Variation temporelle de la température de la jonction pour un signal d'entrée pulsé (période 4us, rapport cyclique=0.5).

3.3.2 Identification et validation du modèle électrothermique

L'expression de la température instantanée de la jonction définie dans la dernière section a été employée pour compléter le modèle comportemental de l'amplificateur de puissance [57], où on a négligé l'effet de l'autochauffage, comme représenté dans la figure 3.7.

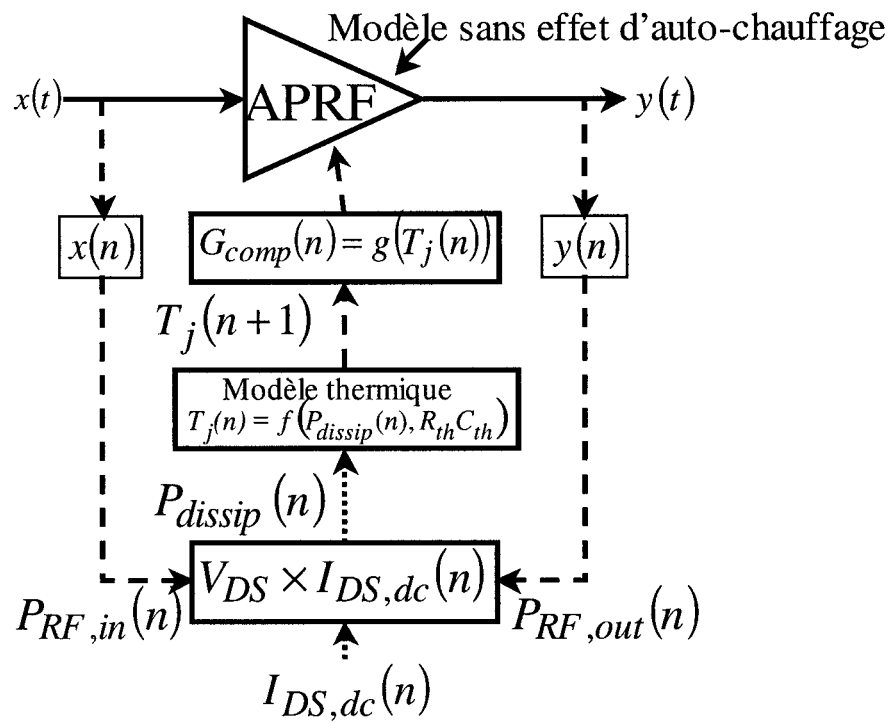


Figure 3.7 : Algorithme de calcul de température instantanée.

Dans ce travail, un LDMOS 90 watts d'amplificateur de puissance maximale a été employé. Plusieurs expériences ont été entreprises sur un amplificateur de type LDMOS, réalisé pour servir comme circuit sous test, afin de caractériser son comportement thermique. Les figures 3.8 et 3.9 montrent les courbes de la compression du gain

complexe (la phase et l'amplitude) mesurées en fonction de la température de la jonction. L'amplificateur sous test opère à cette étape de mesure dans sa région de petit-signal pour s'assurer que la compression de gain mesurée est seulement due à la variation de la température de jonction et non pas causée par la non-linéarité électrique. Ces courbes seront employées pour déterminer la compression de gain complexe correspondant à chaque niveau du signal d'entrée puisque ce dernier détermine la température instantanée de la jonction. La figure 3.10 montre les résultats des mesures pulsées du courant du drain en fonction du signal d'entrée pour différentes valeurs de la température du boîtier. Cette courbe est employée dans le modèle d'amplificateur de la figure 3.7 pour le calcul de la puissance dissipée instantanée qui servira à son tour au calcul de la température instantanée de la jonction. La figure 3.11 montre la forme d'onde simulée et mesurée de la sortie de l'amplificateur de puissance pour un signal d'entrée carré ayant un rapport cyclique égal à 50%. Nous observons clairement la descente et la montée exponentielles du signal comme réponse à la variation exponentielle de la température de jonction prévue par l'équation (3.13). D'ailleurs, la concordance entre les formes d'ondes simulées et mesurées de la figure 3.11 démontre la précision du modèle développé pour prévoir le comportement électrothermique de l'amplificateur examiné.

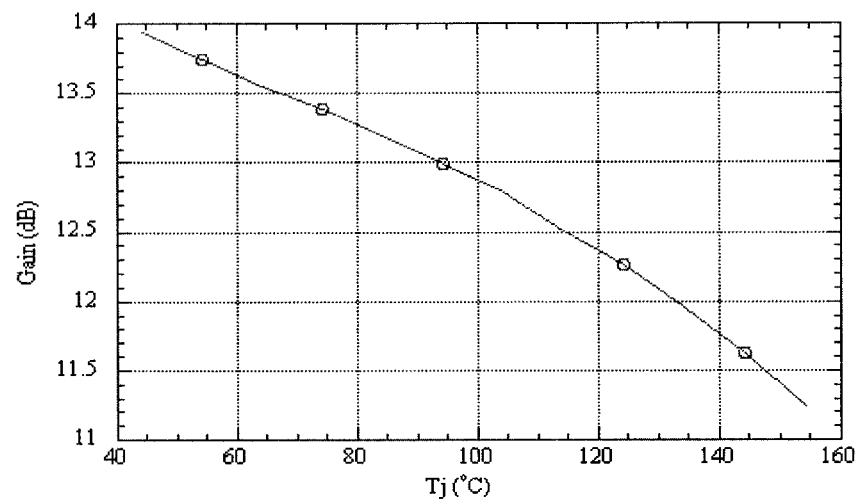


Figure 3. 8 : Compression du module du gain mesurée vs. température de la jonction.

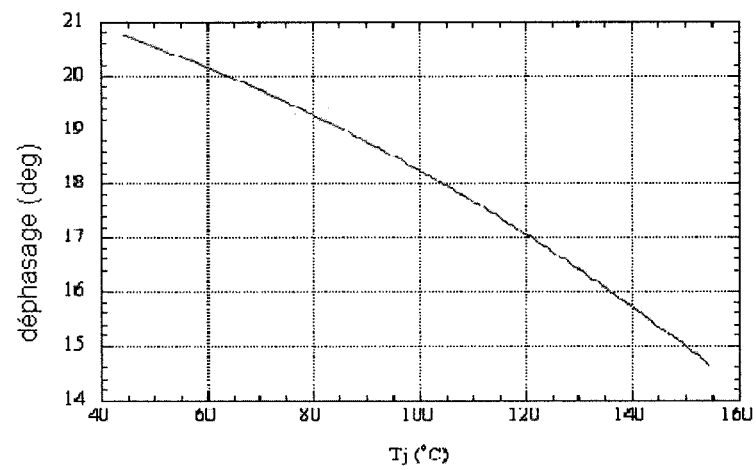


Figure 3.9 : Compression de la phase du gain mesurée vs. température de la jonction.

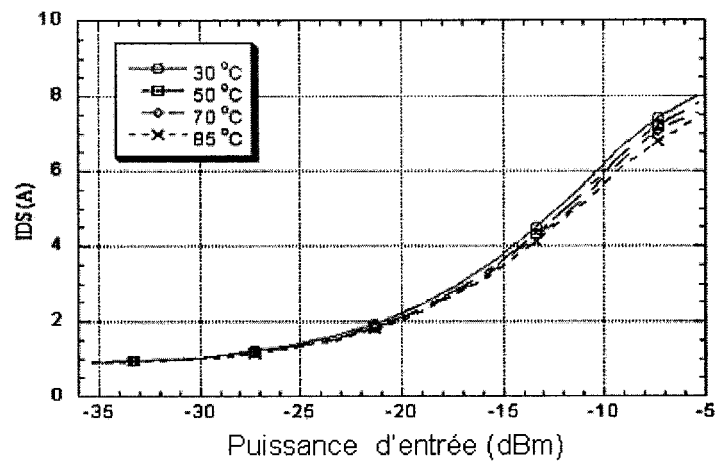


Figure 3.10 : Mesures pulsées du courant du drain vs. puissance du signal d'entrée.

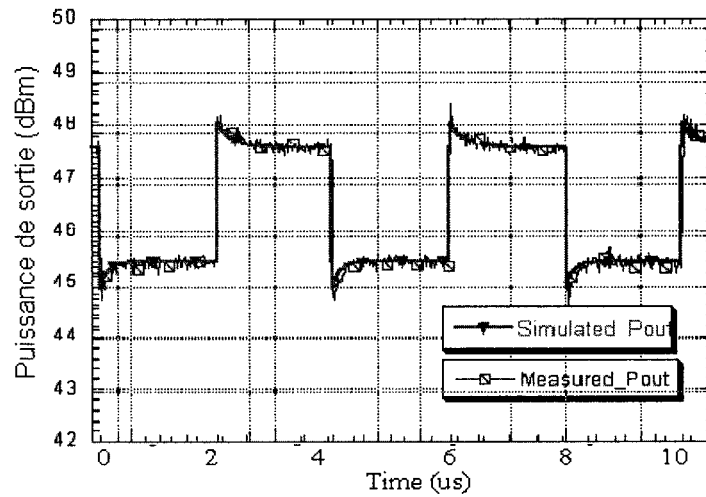


Figure 3.11: Formes d'ondes, mesurée et simulée, des enveloppes des signaux à la sortie de l'amplificateur (période 4us, rapport cyclique=0.5).

3.3.3 Modélisation des effets de mémoire électrique avec un filtre multibranche

Dans le modèle comportemental, représenté par la figure 3.12, les enveloppes complexes des signaux de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur de puissance, autour de la fréquence centrale, sont reliées par l'équation (3.14).

$$y(n) = \sum_{m=0}^{m=M} \left[x(n-m) \times \sum_{i=1}^{i=N} a_{i,m} |x(n-m)|^{i-1} \right] \quad (3.14)$$

ou encore

$$y(n) = \sum_{m=0}^{m=M} [x(n-m) \times [A_m \times X(n,m)]] \quad (3.15)$$

$$\text{avec } A_m = [a_{1,m} \quad a_{2,m} \quad \dots \quad a_{N,m}]^t$$

$$\text{et } X(n,m) = [1 \quad |x(n-m)| \quad |x(n-m)|^2 \quad \dots \quad |x(n-m)|^{N-1}]^t$$

M est l'ordre de l'effet de mémoire de l'amplificateur et N est l'ordre de la non-linéarité de l'amplificateur. Les vecteurs A_m représentent respectivement les coefficients des filtres non linéaires de chaque branche. Pour M=0, le modèle est simplifié à celui sans mémoire.

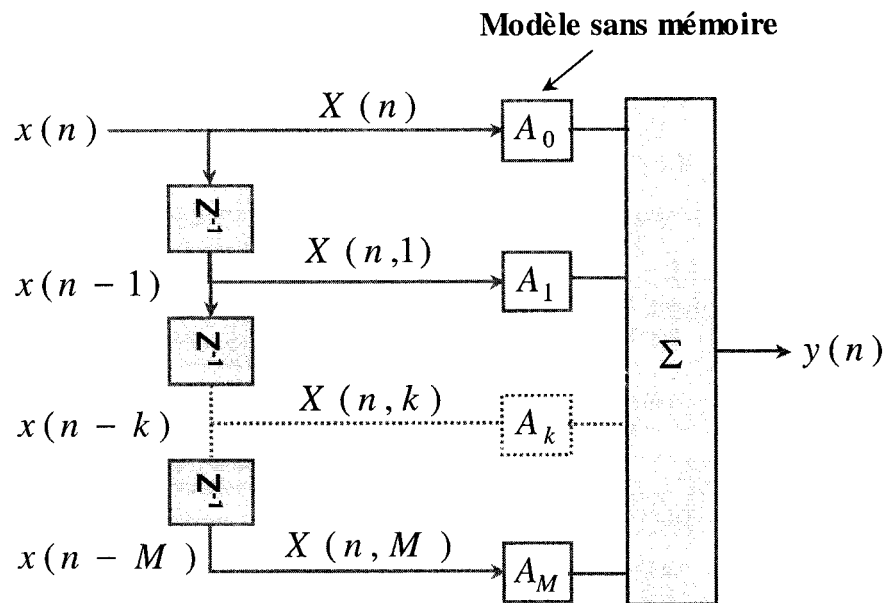


Figure 3.12 : Bloc-diagramme du modèle de l'APRF.

3.3.4 Identification et validation du modèle de filtre multibranches

En se basant sur les enregistrements des formes d'ondes dans le temps à l'entrée et à la sortie du circuit sous test, issues des mesures effectuées en utilisant le banc d'essai élaboré, nous avons appliqué la méthode des moindres carrés pour l'identification des paramètres du modèle de filtre multibranche. Pour cela, nous avons commencé par écrire l'équation sous forme matricielle du type $Y = S \times b$.

Où

Y : un vecteur formé par les échantillons du signal de la sortie de l'amplificateur de puissance.

S : une matrice composée des vecteurs $X(n, m)$ déterminés en se basant sur les échantillons $x(n)$ issus de la discrétisation de la forme d'onde à l'entrée de l'amplificateur de puissance.

b : un vecteur constitué par les paramètres inconnus du modèle et à déterminer

$$S = \begin{bmatrix} Z(n,0) & Z(n,1) & \cdots & Z(n,M-1) & Z(n,M) \\ Z((n-1),0) & Z(n-1,1) & \cdots & Z(n-1,M-1) & Z(n-1,M) \\ Z((n-2),0) & Z(n-2,1) & \cdots & Z(n-2,M-1) & Z(n-2,M) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Z(n-(K-M)+1,0) & Z(n-(K-M)+1,1) & \cdots & Z(n-(K-M)+1,M-1) & Z(n-(K-M)+1,M) \\ Z(n-(K-M),0) & Z(n-(K-M),1) & \cdots & Z(n-(K-M),M-1) & Z(n-(K-M),M) \end{bmatrix}$$

$(K-M+1) \times (N+1)(M+1)$

Où,

K dénote le nombre total d'échantillons $x(n)$ et $y(n)$ issues des mesures.

$$Z(n, m) = x(n - m) \times X(n, m)$$

$$b = [A_0 \quad A_1 \quad \cdots \quad A_{M-1}]_{(N+1)(M+1) \times 1}$$

$$Y = [y(n) \quad y(n-1) \quad \cdots \quad y(n-(K-M)+1) \quad y(n-(K-M))]_{(K-M) \times 1}^t$$

Ainsi, le vecteur b contenant les paramètres du modèle peut être déterminé selon l'équation ci-dessous en se basant sur les enregistrements des formes d'ondes à la sortie et à l'entrée de l'amplificateur en utilisant le banc de test décrit dans le chapitre précédent.

$$b = \left(S^t \times S \right)^{-1} \times S^t \times Y \quad (3.16)$$

La détermination de l'ordre de la mémoire est faite d'une manière expérimentale. En effet, en se basant sur les mesures $x(n)$ et $y(n)$, nous augmentons la valeur de M et nous calculons l'erreur correspondante entre la sortie du modèle et celle issue des mesures. En pratique, nous arrivons à une valeur de $M=M_{\text{opt}}$ au-dessus de laquelle l'erreur demeure inchangée. Par conséquent, on se fixe cette valeur puisque l'accroissement de la complexité n'apportera désormais plus de précision.

Le modèle, ainsi identifié, a été utilisé pour prédire le spectre RF à la sortie de l'amplificateur sous test, alimenté par différents types de signaux tels que CDMA2000 et WCDMA, par simulation mixte RF/DSP élaborée avec le logiciel Agilent-ADS. La figure 3.15 montre une grande concordance entre les spectres RF issus des simulations et des mesures. Ceci prouve qu'une caractérisation temporelle réaliste d'un amplificateur de puissance et un modèle comportemental précis peuvent être très utiles dans la conception de système de communication 3G en fournissant une bonne capacité de prédiction de son spectre RF à la sortie sous des signaux d'excitations réels. Les figures 3.13 et 3.14 montrent la variation de l'impédance vue par le drain du transistor à basses fréquences et au tour de la fréquence porteuse 1.96 GHz. Comme on peut bien le constater, cette impédance est constante sur toute la bande de fréquences. Ceci nous permet de prévoir un faible effet de mémoire électrique du transistor pour une excitation de type une seule porteuse surtout que nous n'utilisons pas des lignes $\lambda/4$ pour filtrer les harmoniques qui

sont reconnues comme une source d'effets de mémoires. Ceci confirme le fait qu'une bonne prédiction du comportement de l'amplificateur était possible pour une faible valeur de M . Donc, nous pouvons conclure que notre amplificateur pourrait bien être considéré comme quasi sans mémoire dans le cas d'un signal d'excitation de type W-CDMA.

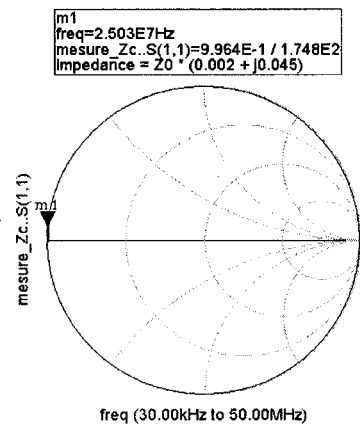


Figure 3.13 : Impédance vue par le transistor (circuits de polarisation et d'adaptation) à basses fréquences.

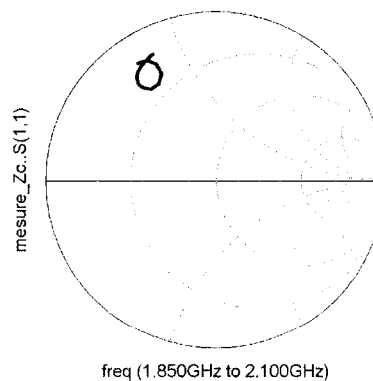


Figure 3.14 : Variation de l'impédance vue par le drain du transistor au tour de la fréquence d'opération.

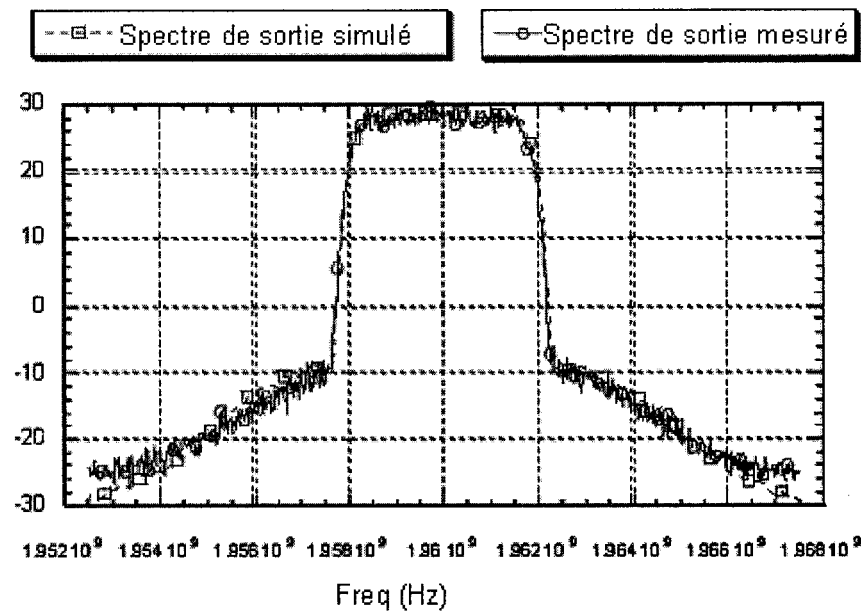


Figure 3.15 : Spectre de la sortie de l'amplificateur pour un signal à l'entrée de type WCDMA-3GPP.

3.4 DISCUSSION

Les changements de la température entraînent la variation des valeurs des paramètres électriques du transistor qui influencent le comportement de l'amplificateur. La variation instantanée de la température de la jonction du transistor dépend de la puissance dispersée instantanée, et par conséquent, de la variation du signal d'entrée dans le temps. En conséquence, la dépendance du gain complexe des amplificateurs de puissance (magnitude et déphasage) de la température de la jonction peut être considérée comme source de non-linéarité. Pour démontrer et mesurer ces effets, l'APRF réel a été substitué avec un amplificateur idéal (limiteur parfait) dans les simulations. La figure 3.16 montre les résultats de simulation des produits d'intermodulations d'ordre trois (IMD3) attribués aux

effets thermiques seulement pour différentes valeurs de l'espacement de fréquence. On peut clairement observer la diminution du niveau du produit IMD3 à mesure que l'espacement de fréquence augmente jusqu'à ce qu'ils atteignent un niveau constant où les effets thermiques n'a plus de signification sur le niveau des IMD3. En outre, il est bien établi que, le niveau d'IMD3 produit par une non-linéarité électrique sans mémoire pure soit indépendant de l'espacement de fréquence des deux tonalités. La combinaison des deux effets explique la dépendance, souvent vue et rapportée [56] [55] [62], du niveau IMD3 de l'intervalle d'espacement de fréquence des deux tonalités. Ce mécanisme fournit une explication pour la dépendance des niveaux de distorsions (troisième ordre et ordres plus supérieurs) de la variation de l'espacement de tonalité. Ainsi, les vecteurs des IMD causés par les sources de non-linéarité thermique et électrique ont comme conséquence un vecteur d'IMD variable qui dépend de l'espacement des tonalités de fréquence aussi que de température moyenne du transistor. La figure 3.17 soutient cette hypothèse. En effet, elle montre les niveaux des IMD3 simulés et mesurés en fonction de l'espacement de fréquence d'un signal de deux tonalités à la sortie d'un APRF LDMOS (ayant une puissance de sortie maximale égale à 90 Watts) résultant de la combinaison des sources de non-linéarité électriques et électrothermiques.

Les résultats ci-dessus mènent à la conclusion que le comportement de l'amplificateur de puissance alimenté avec des signaux d'amplitude variable et à large bande (signaux à grande vitesse) peut être considéré exempt des effets d'autochauffage (self-heating). En effet, la température instantanée de la jonction ne ressentira pas de grandes fluctuations, et

donc l'influence des sources de non-linéarité électrothermique sera réduite au minimum. En outre, la température instantanée sera près de celle fixée par la puissance moyenne d'entrée et par conséquent par la puissance moyenne dispersée. En conséquence, les effets électriques de mémoire peuvent être considérés comme source principale des effets de mémoire dans des amplificateurs de puissance excités par des signaux à large bande et de hautes variations de l'amplitude, tels que les signaux multiporteuses WCDMA. Cependant, dans le cas des signaux à bande étroite (par exemple signaux de GSM) avec une séparation de canal aussi petite que 25KHz, le comportement dynamique électrothermique de l'amplificateur de puissance devrait être bien pris en considération pour assurer des bonnes performances.

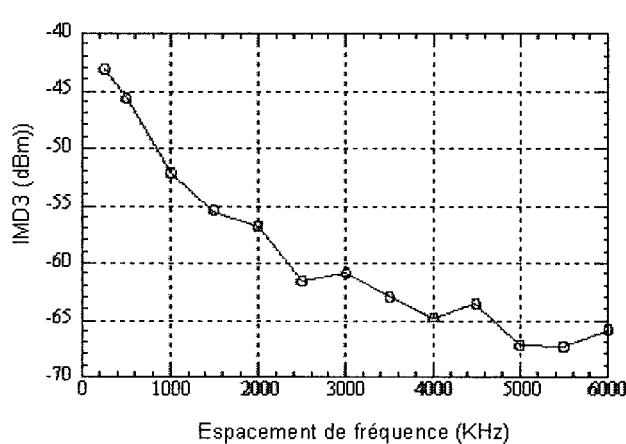


Figure 3.16 : Niveaux d'IMD3 dûs aux effets électrothermiques vs. l'espacement de fréquences.

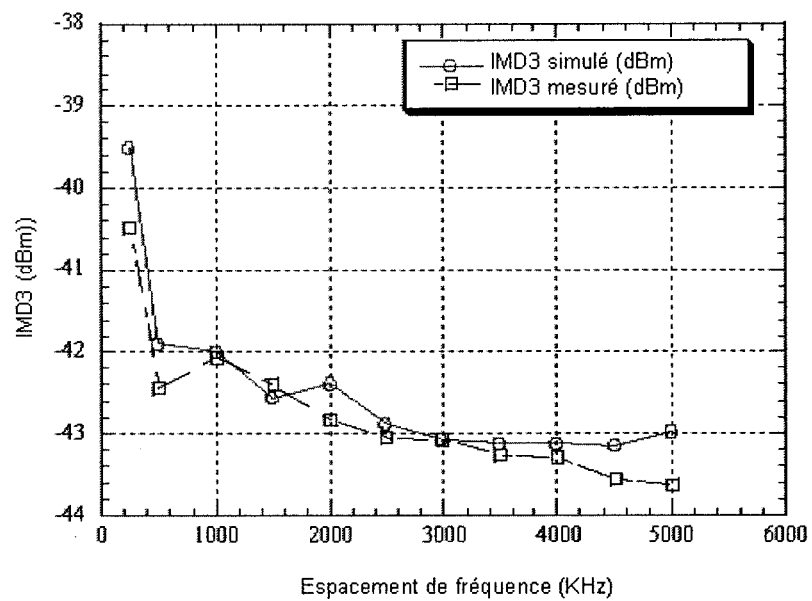


Figure 3.17 : Niveaux d'IMD3 total simulés et mesurés vs. l'espacement de fréquences.

CHAPITRE 4

TECHNIQUE DE PRE-DISTORSION NUMÉRIQUE EN BANDE DE BASE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE RF

La conservation de l'intégrité du signal transmis, dans un lien de communication, exige un comportement linéaire de ses différentes parties à savoir le transmetteur, le canal et enfin le récepteur. D'un côté, le canal de transmission, naturellement linéaire, est généralement caractérisé par une réponse fréquentielle dispersive et des effets de trajets multiples qui sont corrigés par le biais d'un égaliseur ajouté au récepteur. D'autre part, le niveau du signal à l'entrée du récepteur, généralement très faible, est dépourvu des effets des non-linéarités de ses composants (mixer, amplificateur, démodulateur). Cependant, le transmetteur est contraint à émettre un signal dont le niveau est suffisamment élevé pour garantir l'étendu de la couverture et un rapport signal sur bruit adéquat. L'amplificateur de puissance radiofréquence, composant du transmetteur, est généralement la source principale de non-linéarité qui compromet la qualité du signal à transmettre surtout dans sa région de haute efficacité énergétique. On distingue dans la littérature plusieurs techniques de linéarisation telle que la pré-distorsion, la rétroaction négative, la postcompensation, l'EE&R et le LINC. La technique de pré-distorsion numérique en bande de base est perçue comme étant la technique de linéarisation la plus appropriée et la plus rentable dans le contexte des signaux radios de troisième génération (3G). Cette technique profite de

l'évolution des processeurs de traitement des signaux numériques à grande vitesse et de la technologie des FPGAs.

L'auteur dans [39] a proposé une fonction de pré-distorsion sans mémoire en bande de base qui trace le contenu de la table de correspondance (LUT) à deux dimensions (*mapping predistorter*) dans le plan complexe. En dépit de la complexité réduite de calcul de cette méthode, l'algorithme itératif employé pour la mise à jour du contenu de la LUT souffre de plusieurs inconvénients. En effet, la qualité de sa convergence dépend de la valeur du back-off de la puissance de sortie et de la sensibilité à la précision du déphaseur utilisé dans la boucle de rétroaction. De plus, le grand nombre d'entrées contenues dans la table (10^6 valeurs complexes) implique une convergence lente particulièrement dans le cas de changement de canal qui impose une re-convergence. Les auteurs dans [43] ont présenté une fonction de pré-distorsion ayant une table à une seule dimension dont l'indexation est basée sur la valeur de la puissance d'entrée instantanée. Par conséquent, le nombre d'entrées contenues dans la table a été considérablement réduit et par surcroît le temps de convergence est largement réduit. La mise à jour du contenu de la table est effectuée en utilisant une méthode d'adaptation *secant* qui favorise une convergence plus rapide que celle offerte par la méthode d'adaptation linéaire employée dans [39]. Cependant, cet algorithme implique une plus grande complexité de calcul et il souffre également de la dépendance de sa vitesse de convergence de la puissance de sortie et particulièrement près de la région de saturation de l'APRF. La référence [63] s'est servie de la valeur moyenne de la puissance détectée hors bande à la sortie de l'APRF comme

critère d'adaptation pour la mise à jour des coefficients des deux fonctions polynomiales qui interpolent l'inverse de la non-linéarité de l'APRF. L'algorithme adaptatif utilisé dans cette technique appartient à la famille des algorithmes de recherche directe qui souffre d'une vitesse de convergence réduite.

En conclusion, tous les travaux présentés ci-dessus emploient des méthodes itératives pour l'ajustement de la fonction de pré-distorsion afin de tenir compte des variations du comportement de l'APRF. Quoiqu'ils emploient différentes techniques d'adaptation, ils souffrent tous de la lenteur de la convergence, dans le contexte des signaux 3G, puisque les entrées des tables (LUT) sont ajustées d'une manière itérative. De plus, les techniques adaptatives utilisant des fonctions polynomiales de troisième ou de cinquième ordre pour la réalisation de la fonction de pré-distorsion sont insuffisantes pour modéliser exactement la fonction pré-distorsion optimale particulièrement dans le cas des amplificateurs opérants en classe AB. Les méthodes précédentes ne sont pas appropriées aux signaux 3G large bande puisqu'elles exigent des processeurs de traitement de signaux ayant une très haute vitesse qui peuvent être difficiles à réaliser dans la pratique. Contrairement à ces dernières approches, la référence [64] a présenté une première tentative pour la pré-distorsion adaptative en bande base/RF en utilisant les caractéristiques AM/AM et AM/PM issues de la caractérisation instantanée de l'APRF.

Comme mentionné, au chapitre précédent, les effets de mémoire compromettent les performances des fonctions de linéarisation en plus de celles des amplificateurs de

puissance. Dans la littérature, on peut distinguer deux moyens pour minimiser ces effets, à l'étape de conception ou en ajoutant un module de compensation. Certains concepteurs des amplificateurs de puissance RF traitent des effets de mémoire comme un paramètre d'optimisation dès l'étape de conception. En conséquence, des efforts [62] sont concentrés sur la structure des circuits de polarisation afin de minimiser la variation de l'impédance des circuits de polarisation du drain sur la bande de fréquence de modulation. Comme résultat, on a observé un meilleur balancement des produits d'inter-modulation inférieurs et supérieurs du spectre de sortie de l'APRF. Cependant, la portée de ce travail a été limitée à l'étude des effets de mémoire sur l'amplitude des produits d'inter-modulation, tout en négligeant leurs effets sur la phase. Dans la pratique, cette omission pourrait fortement compromettre les performances de la linéarisation des amplificateurs de puissance par pré-distorsion basée seulement sur l'information sur l'amplitude des IMD. D'autre part, certains concepteurs préfèrent mesurer ces effets afin de synthétiser un module de compensation dédié. Ce module pourrait être réalisé en ajoutant un compensateur des effets de mémoire à une fonction polynomiale de pré-distorsion sans mémoire [65]. Vuolevi et Al [66] ont proposé une méthode d'injection d'enveloppe pour la pré-compensation des effets de mémoire. Cette méthode a été employée pour compenser la variation de l'impédance des terminaux sur la bande de fréquence de modulation. Quoique les effets de mémoire soient liés à la fréquence de modulation, ils admettent des interactions avec les non-linéarités d'ordre supérieur (supérieur à trois). Les résultats de simulation et de mesure rapportés dans ce travail étaient limités aux signaux à deux-

tonalités et aux distorsions de troisième ordre [67]. D'ailleurs, la méthode de compensation par injection d'enveloppe ne tient pas compte des variations dynamiques de la température de la jonction, qui causent des effets de mémoire électrothermiques. En conséquence, cette méthode de compensation devrait, en principe, être plus appropriée pour compenser les effets électriques de mémoire.

4.1 PRÉ-DISTORSION NUMÉRIQUE EN BANDE BASE SANS MÉMOIRE

4.1.1 Bloc-diagramme de la fonction de pré-distorsion

La figure 4.1 illustre le bloc-diagramme de la fonction de pré-distorsion à une seule dimension utilisée. Contrairement aux travaux précédents [64], la fonction de pré-distorsion de la figure 4.1 est exécutée en une seule étape. Ceci a permis de doubler la rapidité de l'exécution de la fonction, qui représente une caractéristique très importante pour une opération en temps réel. Dans la figure 4.1 nous calculons, dans un premier temps, l'amplitude de l'enveloppe $r(n) = I^2(n) + Q^2(n)$ pour chaque couple $(I(n), Q(n))$ des composantes en phase et en quadrature du signal d'entrée. La valeur de $r(n)$ servira pour l'indexation uniforme de la table de correspondance (LUT) qui représente la fonction inverse de la non-linéarité de l'amplificateur. Ainsi, pour chaque valeur de $r(n)$, nous aurons un couple $(I_c(n), Q_c(n))$ de paramètres de correction dont la multiplication complexe par le couple $(I(n), Q(n))$ produit le couple $(I_d(n), Q_d(n))$ qui représente les composantes du signal pré-distordu. Dans [64], la fonction de pré-distorsion, représentée par la figure 4.2, est décomposée en deux tables qui contiennent respectivement les

coefficients de correction de l'amplitude et de la phase du signal à l'entrée. La valeur de l'enveloppe du signal à l'entrée $r(n)$ est utilisée uniquement pour indexer la table des coefficients de correction de l'amplitude. La sortie de cette table est ensuite multipliée par $r(n)$ pour obtenir la valeur de l'indexation $r'(n)$ de la table de correction de la phase. Par conséquent, une telle fonction nécessite deux périodes d'horloge pour le calcul du couple $(I_d(n), Q_d(n))$ correspondant à chaque couple $(I(n), Q(n))$. À titre d'illustration, nous calculons la fréquence d'exécution minimale requise pour les deux types d'indexation. Dans les deux cas, nous supposons que les échantillons $I(n)$ et $Q(n)$ arrivent à un rythme de T échantillons par secondes. Dans ce cas, l'implémentation de la fonction illustrée par la figure 4.1 demandera un processeur de traitement de signal d'une vitesse d'exécution minimale égale à $F = 1/T$. Cependant, le processeur nécessaire dans l'autre type d'indexation [64] devrait avoir une vitesse d'exécution minimale égale $2 \times F$. Le changement de type d'indexation des tables a impliqué un changement dans la procédure de synthèse de la table inverse qui est basée sur les courbes AM/AM et AM/PM de l'amplificateur sous test.

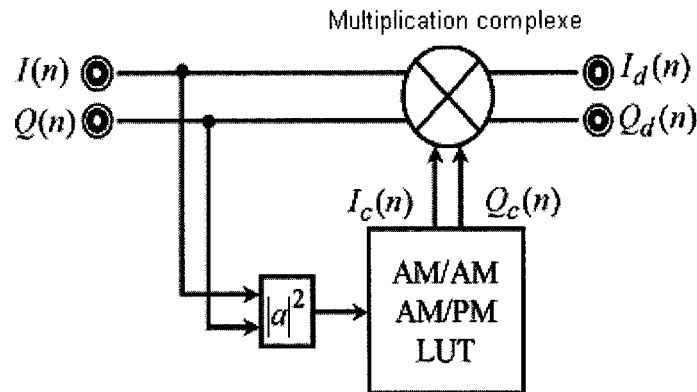


Figure 4.1 : Bloc-diagramme de la fonction de pré-distorsion proposée.

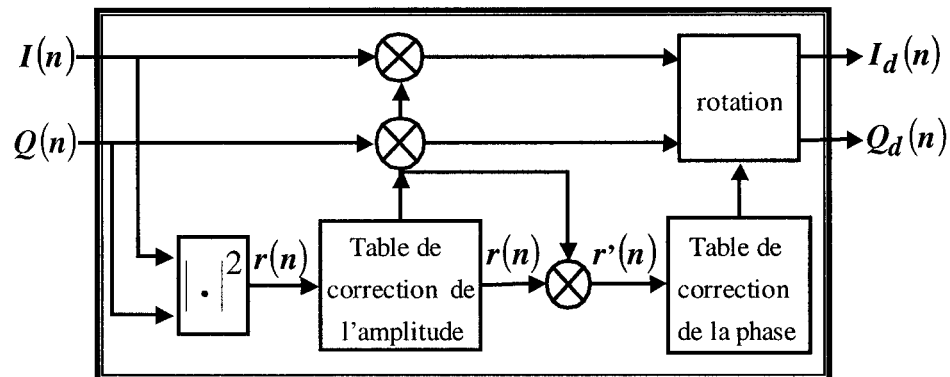


Figure 4.2 : Bloc-diagramme de la fonction de pré-distorsion à deux étapes.

4.1.2 Procédure de synthèse de la fonction de pré-distorsion

La fonction de pré-distorsion est déduite en une seule étape à partir des caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'APRF sous test comme illustré dans la figure 4.3. Dans la littérature, la synthèse de la fonction de pré-distorsion est effectuée en identifiant soit les coefficients des deux polynômes soit le contenu de deux tables de correspondance d'une manière itérative en utilisant des algorithmes adaptatifs de contrôle.

La procédure d'identification est soit appliquée directement sur la fonction de pré-distorsion, ou encore sur l'APRF à linéariser, pour déduire la fonction inverse correspondante. Dans les deux cas, la procédure d'identification est lente. Dans notre travail, les caractéristiques AM/AM et AM/PM issues des mesures en temps réel sont directement utilisées, sans avoir besoin de modéliser l'APRF, pour déduire les tables de correspondance de la fonction de pré-distorsion dans une seule étape moyennant quelques simples opérations de multiplication, et d'inversion de signe. Par conséquent, l'apport de cette fonction en terme d'amélioration de la linéarité de l'APRF est étroitement lié à la précision des caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées. La figure 4.4 montre les tables de correspondance AM/AM et AM/PM de la fonction de pré-distorsion de l'amplificateur sous test utilisé dans ce travail.

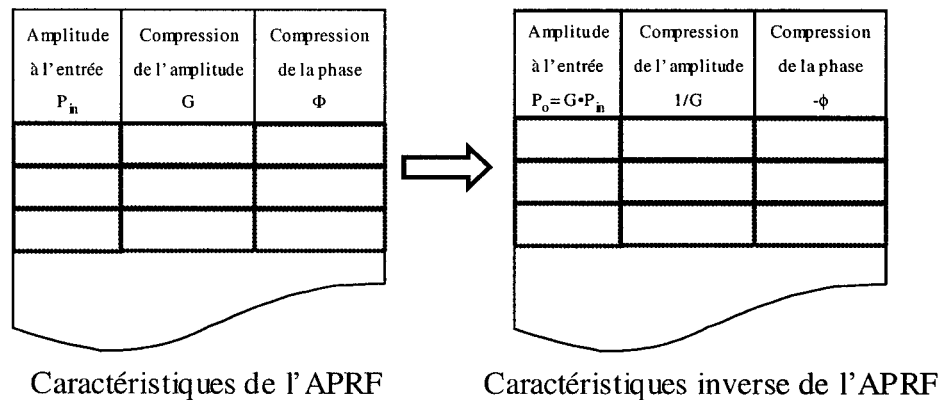


Figure 4.3 : Procédure de la synthèse de la fonction de pré-distorsion.

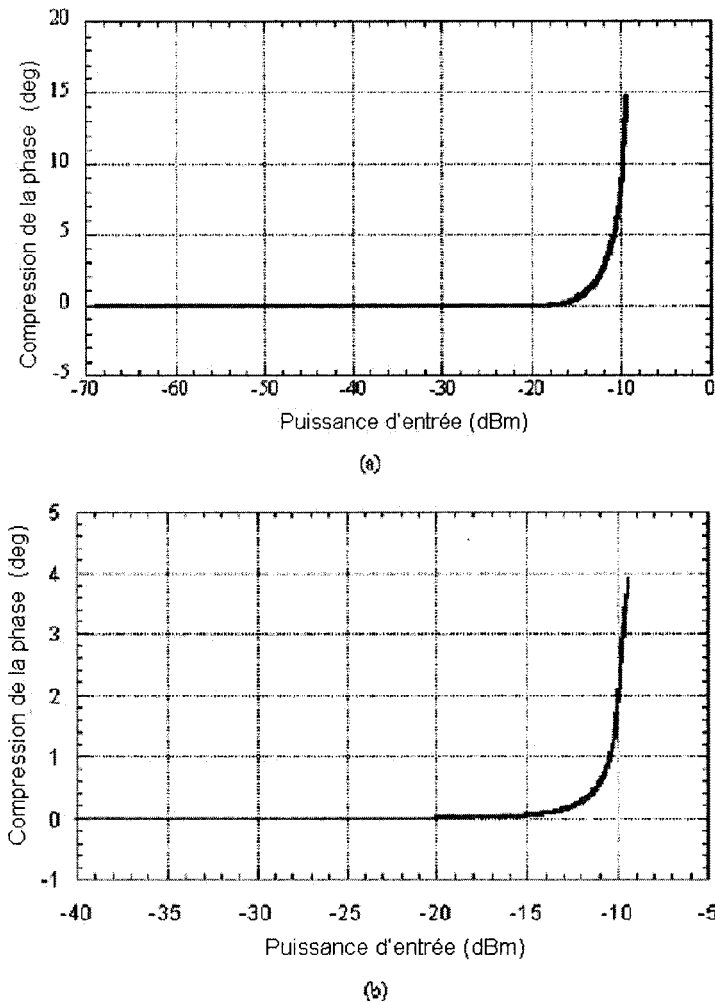


Figure 4.4 : Courbes AM/AM et AM/PM de la fonction de pré-distorsion.

4.1.3 Réalisation de prototype

Un prototype modulaire a été réalisé, au laboratoire, dans le but d'évaluer la fonction de pré-distorsion synthétisée. Pour cela, nous avons cherché dans le marché des modules de démonstration fournis par les manufacturiers tels que les modules de conversion analogique/ numérique, de récepteurs numériques de type *software defined radio*, une carte de développement du processeur de traitement de signaux numériques (DSP) de type

Texas Instrument C6711 et une carte de développement du FPGA d'ALTERA. Nous avons dû concevoir certains modules pour compléter le prototype, notamment un module rapide de stockage de données pour enregistrer les formes d'ondes issues de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur et une interface entre la carte du DSP et la carte du FPGA. Nous avons également utilisé le module de translation de spectre des fréquences RF aux fréquences IF à deux canaux décrit ultérieurement.

La figure 4.5 montre le schéma complet du prototype réalisé qui peut être divisé en deux grandes parties dont chacune forme une boucle. La première boucle est composée d'un module de translation de spectre des fréquences RF aux fréquences IF, deux convertisseurs analogiques/numériques, deux récepteurs numériques, une unité de stockage rapide et enfin une carte de développement du DSP. Cette boucle permet la synthèse de la fonction de pré-distorsion qui correspond au circuit sous test. En d'autres termes, cette boucle remplace une grande partie du banc de caractérisation montré par la figure 2.1. En effet, les signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur de puissance à linéariser passent par le module de translation de spectre pour ramener leurs spectres autour d'une fréquence intermédiaire (16.5 MHz). Les deux signaux IF1 (entrée de l'amplificateur après translation de spectre) et IF2 (sortie de l'amplificateur après translation de spectre) ainsi obtenus sont discrétisés par le biais de deux convertisseurs analogiques/numériques (AD6640) rapides à une fréquence d'échantillonnage égale à 65 MHz. Les sorties de ces deux convertisseurs sont connectées directement à deux récepteurs rapides (AD6620) afin d'extraire les composantes en phase et en quadrature

(I_1, Q_1) du signal d'entrée et (I_2, Q_2) du signal de sortie. Ainsi, pour rendre possible la caractérisation instantanée de l'amplificateur, nous aurons besoin d'un module de stockage de données permettant d'enregistrer les couples (I_1, Q_1) et (I_2, Q_2) dans le temps à un rythme de 65 MHz. Pour cela, nous avons conçu un module de stockage basé sur des mémoires de type FIFO (First In First Out). La deuxième partie de la figure 4.5 représente la fonction de pré-distorsion en bande de base qui est appliquée aux composantes (I, Q) du signal d'entrée afin de calculer les composantes pré-distordues correspondantes. Cette partie est réalisée par la carte de développement du FPGA.

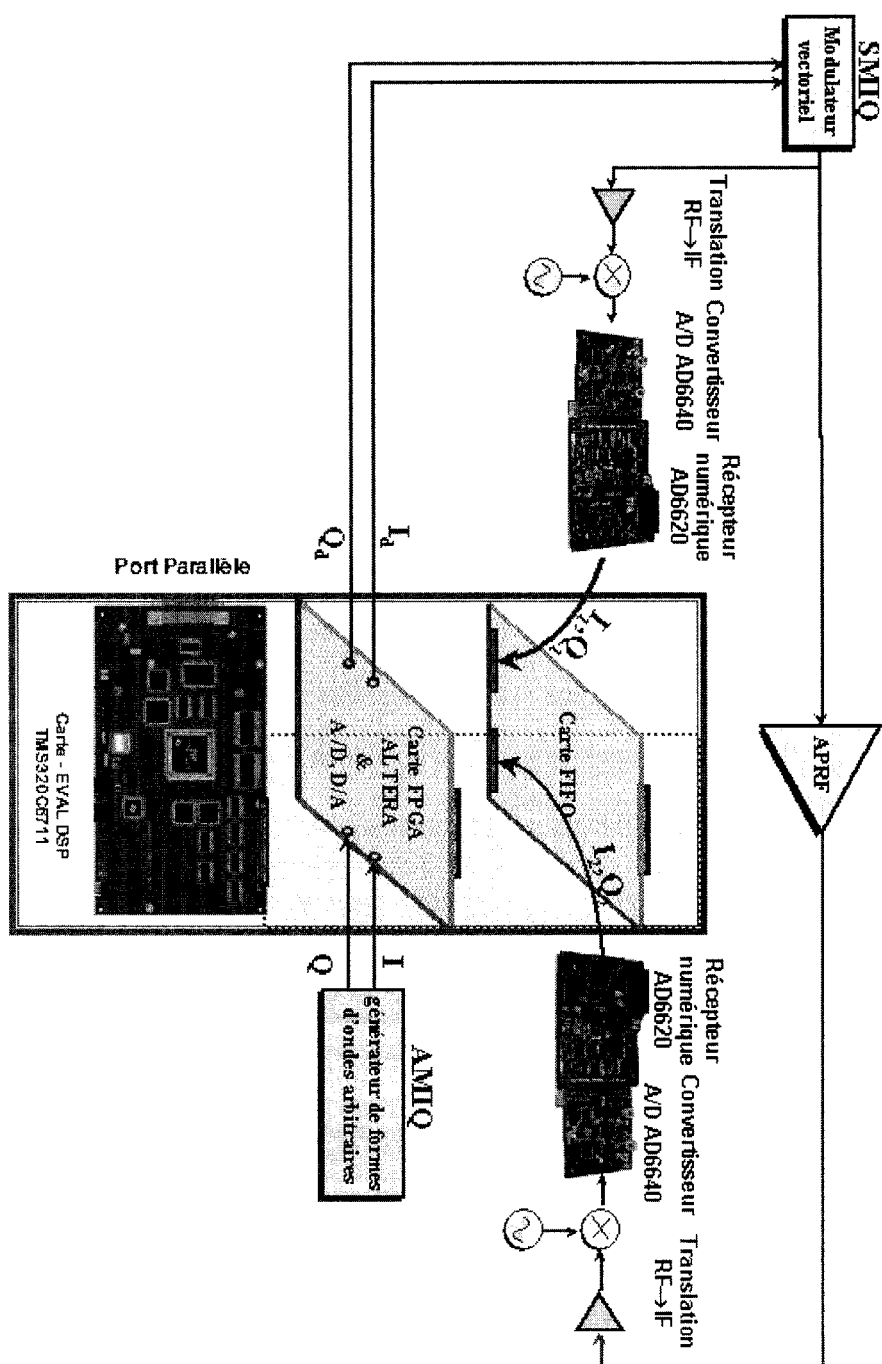


Figure 4.5 :Prototype complet de la pré-distorsion en bande base.

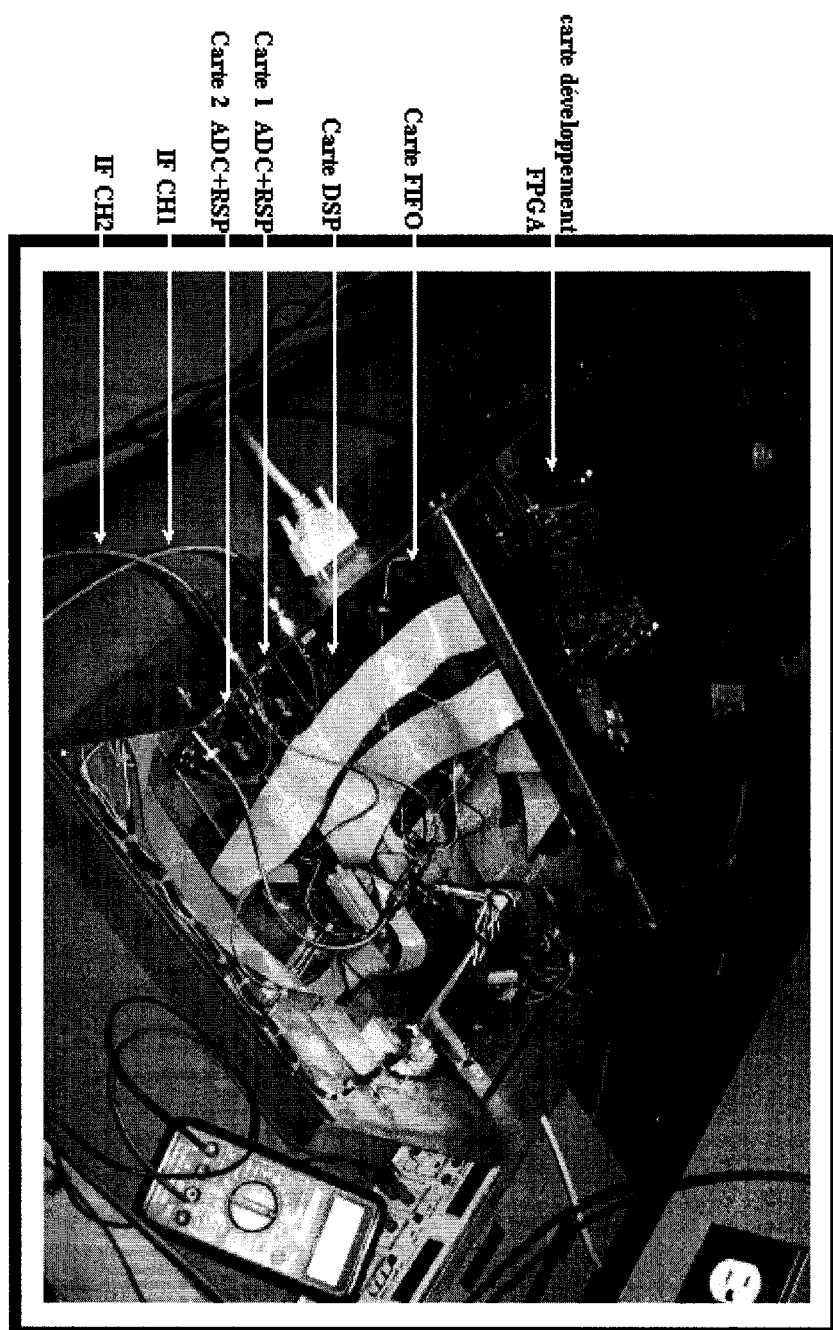


Figure 4.6 : Prototype réalisé de la pré-distorsion en bande base.

a- Carte de développement du FPGA

La version professionnelle de la carte de développement du FPGA, incluse dans le prototype réalisé, est une plate-forme de développement qui nous a offert une solution économique et surtout rapide pour la vérification de la fonction de pré-distorsion en bande de base. Cette carte de prototypage rapide nous a permis de déboguer et vérifier le bon fonctionnement de la fonction. Avec deux entrées et deux sorties analogiques, la carte de développement est employée pour implémenter la partie de traitement numérique de la fonction de pré-distorsion qui exige un système de traitement très rapide. Un processeur de traitement de signaux numériques conventionnels (DSP) ne satisfait pas nos exigences en terme de rapidité afin d'assurer un fonctionnement en temps réel de la fonction de pré-distorsion.

La carte de développement inclut plusieurs modules que nous avons exploité en grande majorité, tels que un FPGA désigné APEX EP20K1500E-1X de la compagnie ALTERA, deux convertisseurs ADC ayant 12 bits de résolution et 65 MHz de vitesse d'échantillonnage et deux convertisseurs DAC ayant une résolution de 14 bits et de vitesse d'échantillonnage égale à 125 MHz.

Le FPGA EP20K1500E-1X utilisé dans la carte contient 1.500.000 portes dans un boîtier de type FineLine BGA de 652 pins. Comme on peut le constater dans le tableau 4.1, il permet d'intégrer 51.840 cellules logiques et 442.368 bits de RAM. La version préliminaire de la fonction de pré-distorsion en bande de base exploite une petite

proportion des portes disponibles dans le FPGA pour réaliser le module de traitement de signaux numériques montré par la figure 4.1. Dans la figure 4.5, les sorties I et Q du générateur de forme d'ondes arbitraires alimentent les deux entrées analogiques de la carte de développement du FPGA. Les versions discrétisées de ces deux signaux sont connectées directement au FPGA pour déduire les signaux pré-distordus après application de la fonction de pré-distorsion illustrée par la figure 4.1. Les deux sorties de cette fonction alimentent les deux DACs de la carte de développement du FPGA pour servir comme signaux de modulation pour le modulateur vectoriel (SMIQ). Les tables de correspondance utilisées pour synthétiser la fonction de pré-distorsion ont été réalisées sous forme de deux mémoires à double accès de tailles 4096 mots de 16 bits chacun. Les deux tables représentent les courbes AM/AM et AM/PM de la fonction de pré-distorsion.

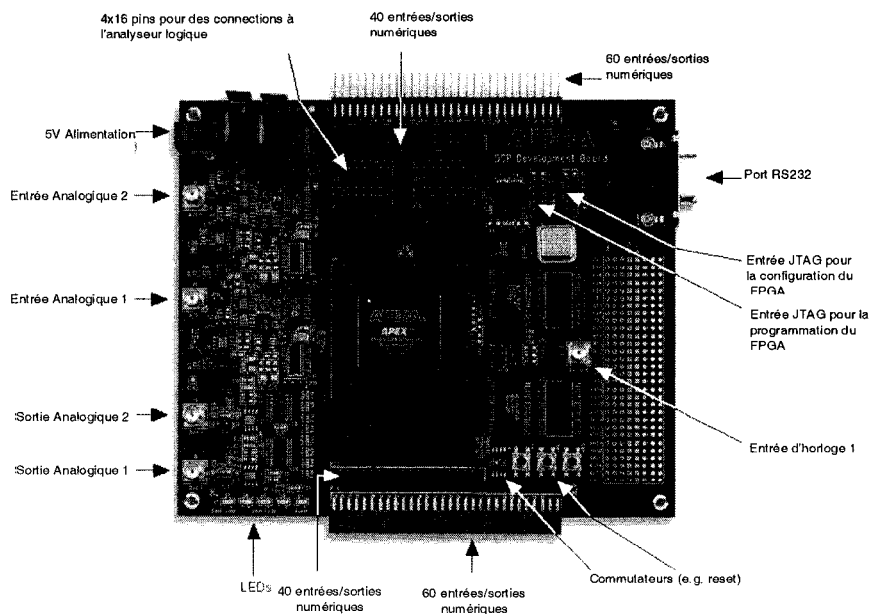


Figure 4.7 : Carte de développement du FPGA

Caractéristiques	EP20K1500EBC652-
Maximum de portes (logique et RAM)	2.391.000
Portes typiques	1.5 million
Éléments logiques (LEs)	51.840
Bloque de systèmes embarqués (ESB, Embedded)	216
Maximum bits RAM	442.368
Maximum macrocellules	5.184
Maximum pins I/O pour utilisateur	808
Tension d'alimentation interne	1.8V
Niveau de voltage pour interface Multi-Volt™ I/O	3.3 V, 2.5 V
Boîtier	652 BGA
Nombre d'entrée/sortie	488
Voltage	1.8-V interne, 3.3-V I/O

Tableau 4.1: Caractéristiques du FPGA.

Les entrées et sorties respectives des convertisseurs ADC et DAC incorporent des filtres actifs passe-bas de type Sallen-Key à deux pôles. Les fréquences de coupure à 3 dB sont fixées à 20 MHz. Elles peuvent être modifiées en ajustant les valeurs des résistances et capacités R_1 , R_2 , C_1 , C_2 , R_f et R_{gain} de la figure 4.8.

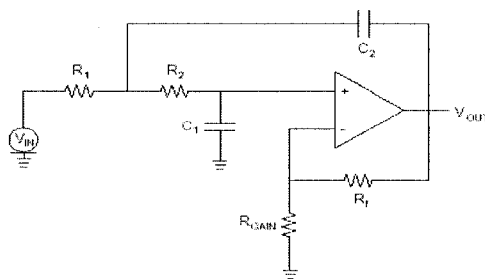


Figure 4.8 : Schéma du filtre passe-bas Sallen-Key.

b- Carte de conversion analogique/numérique et de démodulation numérique

Les signaux IF de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur sous test sont modulés en phase et en amplitude. Par conséquence, la mesure des distorsions introduite par l'amplificateur peut être faite en examinant ses effets sur les composantes en phase et en amplitude du signal d'entrée. Nous avons donc besoin des couples (I_1, Q_1) et (I_2, Q_2) respectivement des signaux à l'entrée et à la sortie à chaque instant. Les distorsions, en amplitude et phase, causées par l'amplificateur peuvent être exprimées en fonction des ces derniers couples selon les équations (4.1) et (4.2).

$$A_d = \sqrt{\frac{I_2^2 + Q_2^2}{I_1^2 + Q_1^2}} / |G_s| \quad (4.1)$$

$$\phi_d = \arctan g\left(\frac{Q_2}{I_2}\right) - \arctan g\left(\frac{Q_1}{I_1}\right) - \arg(G_s) \quad (4.2)$$

où G_s représente le gain petit signal de l'amplificateur.

Donc, les courbes AM/AM et AM/PM de l'amplificateur peuvent être obtenues en appliquant les équations (4.1) et (4.2) sur tous les couples (I_1, Q_1) et (I_2, Q_2) enregistrés sur une fenêtre de temps. Pour obtenir ces couples, nous avons utilisé un récepteur numérique programmable AD6620 de la compagnie Analog Devices. Ce dernier permet la démodulation vectorielle des signaux issus des deux convertisseurs analogiques/numériques (AD6640) montés en amont. Comme représenté sur la figure 4.9,

ce récepteur numérique a quatre étapes principales de traitement des signaux: un mélangeur de fréquence, deux filtres FIR de type *Cascaded Integrator Comb* (CIC) et un filtre FIR de type RAM coefficient (RCF). La programmation et la commande sont exécutées par l'intermédiaire d'une interface parallèle ou série à partir de microprocesseur. La réponse des filtres CIC est définie par le taux de décimation à appliquer. Le but de ces filtres est de réduire le débit du signal entrant de sorte que le filtre RCF puisse appliquer plus de coefficients par sortie puisque la vitesse des données est diminuée. Les deux filtres CIC peuvent être contournés si la décimation est inutile, comme notre cas d'utilisation. La configuration de ce récepteur consiste à lui spécifier la fréquence centrale du signal d'entrée qui sera programmée dans son NCO (*Numerical Controlled Oscillator*), les filtres à appliquer en bande de base I et Q et enfin le facteur de décimation pour un sous échantillonnage.

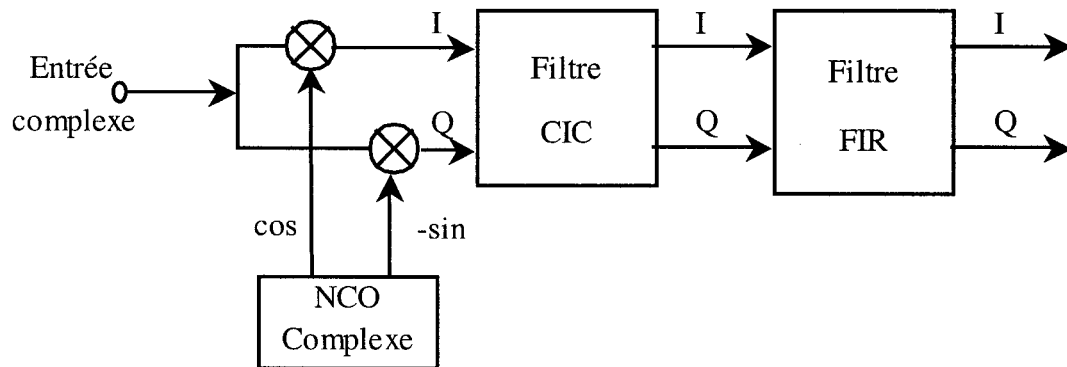


Figure 4.9 : Schéma fonctionnel du récepteur numérique.

c- Carte de stockage de forme d'onde (FIFO)

Les composantes (I, Q) qui émergent des deux récepteurs numériques AD6620 à une vitesse très rapide. Le DSP, qui est censé traiter ces données, n'est pas capable de les acquérir à cette vitesse. Pour cela, nous avons introduit une unité de stockage capable de jouer le rôle d'interface entre le récepteur numérique et le DSP. Cette unité acquiert les données d'une façon synchrone en utilisant l'horloge du récepteur comme rythme de lecture. La lecture de ces données par le DSP se fait d'une façon asynchrone pour permettre une communication à une vitesse plus longue. Cette carte est composée de deux mémoires de type IDT72V265 (16 Kmots, des mots de 18 bits, avec temps d'accès à 6.5 ns maximum) et d'un circuit de contrôle. D'une part, ce dernier permet de réaliser les commandes issues du DSP, lorsque la carte est en mode de contrôle, pour configurer la carte, remettre les fonctions dans l'état initial, lancer l'acquisition des échantillons et signaler le dépassement de la capacité d'enregistrement par le biais d'un drapeau. D'autres parts, ce circuit assure le fonctionnement du mode de lecture du contenu des FIFOs par le DSP en arrêtant l'acquisition des nouveaux échantillons par les FIFOs jusqu'à la fin du transfert et signalant la fin de l'opération de lecture lorsque tout le contenu est vidé.

d- Carte de développement DSP

Dans ce travail, nous avons utilisé le DSP TMS320C6711, de type virgule flottant, de Texas Instrument pour réaliser les fonctions de traitement de signaux numériques permettant la construction des tables de la fonction de pré-distorsion, la procédure d'acquisition de donnée et la mise à jours de la table de correspondance de la fonction de

pré-distorsion dans le FPGA. Dans ce prototype, nous avons utilisé le kit de développement de ce DSP montré par la figure 4.10. Ce dernier inclut le logiciel *Code Composer Studio* de Texas Instrument pour programmer, compiler et déboguer les procédures (en langage C) implémentant les différentes fonctions logicielles requises. Il intègre également une interface de sortie permettant d'ajouter des modules externes au kit pour étendre ses fonctions. Nous avons exploité cette interface pour connecter l'unité de stockage et la carte du FPGA. Le DSP a servi dans un premier temps à télécharger les composantes (I, Q) de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur à partir de l'unité de stockage. Ensuite, la procédure de synthèse de la fonction de pré-distorsion est appliquée. Il s'agit d'exécuter au début les équations (4.1) et (4.2) aux enregistrements des couples (I_1, Q_1) et (I_2, Q_2) . Nous obtiendrons en conséquence une structure de données formée de trois colonnes dont la première contient le module du signal d'entrée, la deuxième contient la compression en amplitude correspondante et la troisième contient la compression de la phase. En nous basant sur cette structure, nous synthétisons les tables de la fonction de pré-distorsion selon la procédure expliquée dans la figure 4.3. Par la suite, nous formatons le contenu des tables ainsi obtenu pour le mettre dans un format hexadécimal requis par les mémoires doubles accès implémentées dans le FPGA.

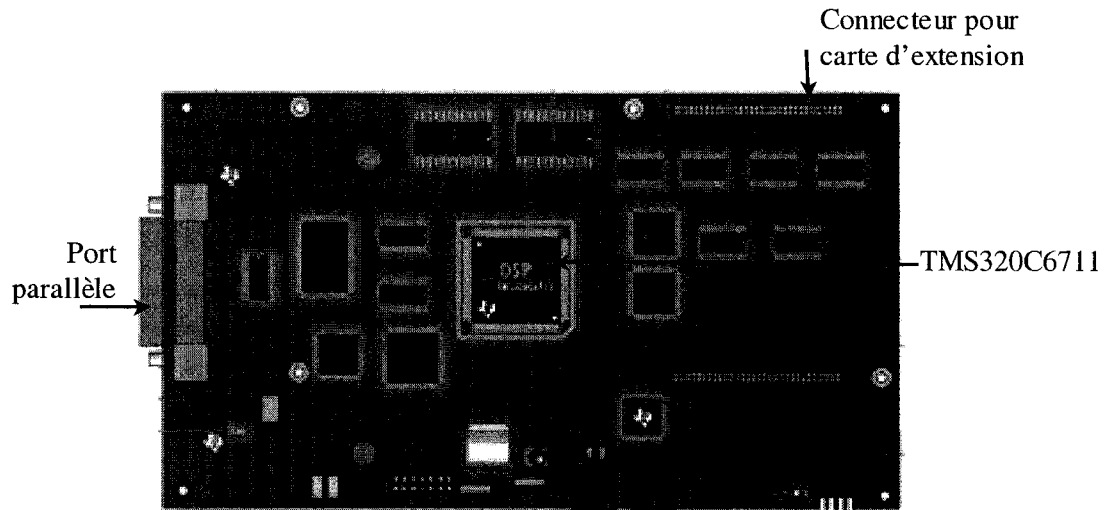


Figure 4.10 : Schéma fonctionnel du kit de développement du DSP.

e- Carte interface DSP/FPGA

La caractérisation de l'amplificateur de puissance effectuée par le DSP se termine par la construction de deux tables contenant les paramètres de corrections qui permettront sa linéarisation. Le contenu de ces deux tables doit être transféré aux deux mémoires double-accès implémentées dans le FPGA. Pour cela, nous avons conçu une carte d'interface permettant au DSP de considérer le FPGA comme une mémoire externe sur son bus système et par conséquent il l'adresse via ses bus d'adresses et de données. La carte d'interface est conçue de façon à réserver un espace mémoire de 4 KMots (la taille de chaque mot est 2x16 bits) dans l'espace mémoire du DSP exclusivement pour le FPGA pour éviter tout conflit possible avec les autres entrées/sorties de la carte de développement.

4.1.4 Résultats de mesures de l'amplificateur linéarisé

La validation de la fonction de pré-distorsion ainsi synthétisée a été élaborée en se servant des bibliothèques de génération de signaux incluses dans ADS pour la synthèse des signaux de test. Pour mener nos expériences de validation, à titre d'exemple, nous avons généré un signal de type CDMA2000, caractérisé par

- une porteuse unique (*single carrier*)
- lien direct (*forward link*)
- étalement de type SR3 (*direct spread*)
- configuration radio de type RC6
- facteur de crête CF de ce signal est égal à 9.69 dB.

En appliquant le signal CDMA2000 à la fonction de pré-distorsion ainsi synthétisée, nous avons pu générer la version pré-distordue correspondante. La fonction de pré-distorsion a impliqué naturellement une augmentation de facteur du crête CF à 13.5 dB du signal vu qu'elle applique une expansion au signal pour compenser la compression introduite par l'APRF sous test. Ensuite, le signal pré-distordu a été téléchargé à l'AMIQ dont les sorties analogiques ont servi à moduler la porteuse du SMIQ afin de générer le signal RF alimentant l'amplificateur de puissance sous test. La figure 4.11 illustre le spectre du signal de sortie de l'APRF avec et sans

pré-distorsion pour une puissance d'enveloppe maximale à la sortie égale à 49.3 dBm. Nous pouvons observer, à la figure 4.11 une réduction significative du niveau de la puissance émise hors bande à la sortie de l'APRF linéarisé. Les mêmes expériences ont été répétées avec un signal à 8-tonalités, alignées en phase, avec un espacement de fréquence égal à 500 KHz (facteur de crête CF égal à 9 dB). La figure 4.12 montre le spectre mesuré des signaux de sortie de l'APRF avec et sans pré-distorsion pour une puissance d'enveloppe maximale égale à 49.3 dBm. Nous pouvons observer à la figure 4.12 l'amélioration apportée par la fonction de pré-distorsion en terme de réduction de l'émission hors bande, dans ce cas-ci, est beaucoup plus importante. Théoriquement, le spectre de sortie de l'APRF linéarisé devrait être exempté des émissions hors de bande, comme le signal original d'entrée. La limite de la qualité de la linéarisation observée dans les deux expériences est due à trois facteurs principaux. Le premier correspond aux effets de mémoire non négligeables observés dans le comportement des APRFs. Le second est dû à l'erreur de quantification des convertisseurs utilisés. Les imperfections du modulateur vectoriel RF, dans le générateur de signal vectoriel SMIQ, utilisé pour la génération de signaux peuvent contribuer dans la limitation de la qualité de la linéarisation en introduisant des distorsions additionnelles qui ne sont pas prises en compte. Tous ces facteurs ne sont pas pris en considération dans la fonction de pré-distorsion.

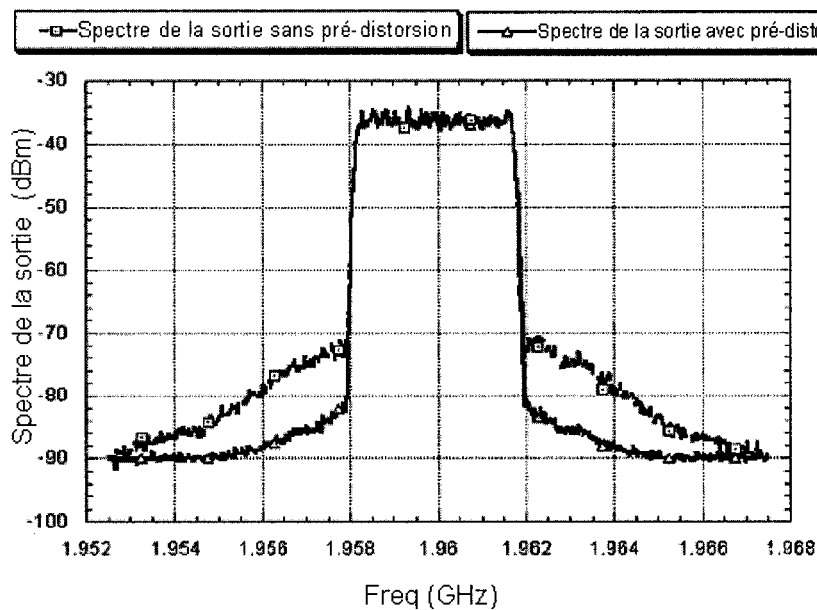


Figure 4.11 : Spectre de la sortie de l'amplificateur avec et sans pré-distorsion (PEP ≈ 49.3 dBm) pour signal d'entrée CDMA2000.

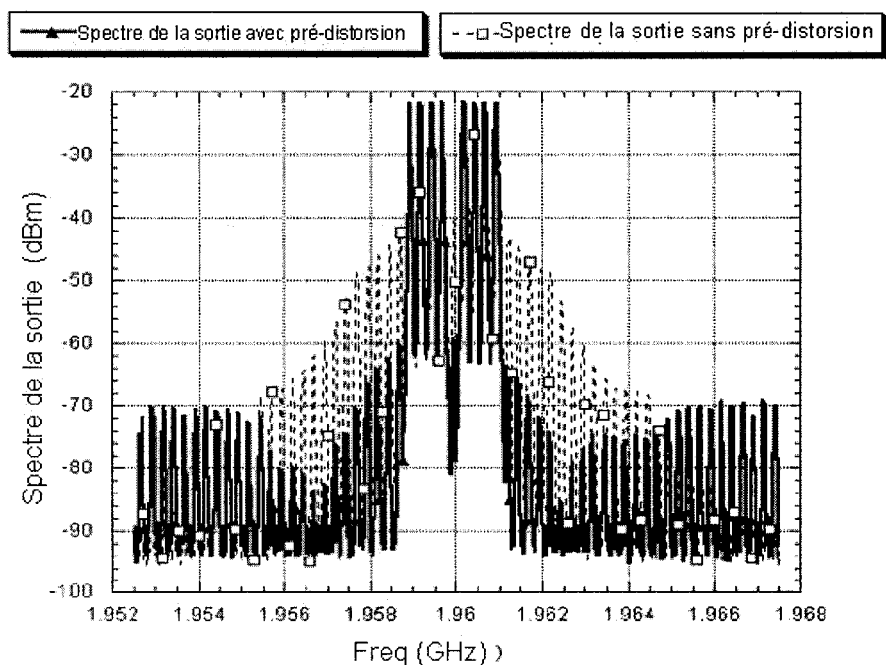


Figure 4.12 : Spectre de la sortie de l'amplificateur avec et sans pré-distorsion (PEP ≈ 49.3 dBm) pour signal d'entrée à 8-tonalités.

4.1.5 Compensation de l'effet de mémoire thermique

Le modèle électrothermique présenté au chapitre précédent de l'amplificateur de puissance est employé dans cette section pour développer une fonction de pré-distorsion avec compensation en température afin de compenser les effets d'autochauffage. La figure 4.13 montre le schéma du modèle de l'amplificateur comprenant le circuit de compensation dynamique de la température où les fonctions f et g représentent la fonction non linéaire sans mémoire du gain complexe (AM/AM et AM/PM) et la fonction du modèle électrothermique de l'APRF, respectivement.

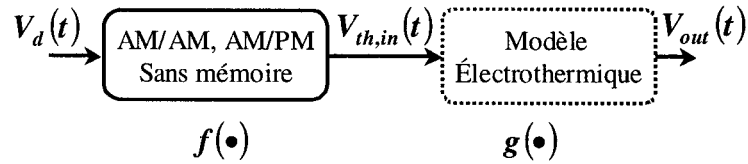


Figure 4.13 : modèle de l'amplificateur avec effet électrothermique.

On peut facilement exprimer la tension à la sortie du sous-modèle électrothermique de l'APRF (voir figure 4.13) comme fonction de son entrée comme suit :

$$V_{out} = g(V_{th,in}) * V_{th,in} \quad (4.3)$$

avec $V_{th,in} = f(|V_d|) * V_d$, où V_d dénote la tension à l'entrée de l'APRF.

La figure 4.14 illustre le schéma de la fonction de pré-distorsion avec compensation en température employée pour corriger les effets de la non-linéarité et les effets de mémoire électrothermique de l'APRF modélisé par la figure 4.13. f' et g' représentent les fonctions inverses de f et g , respectivement.

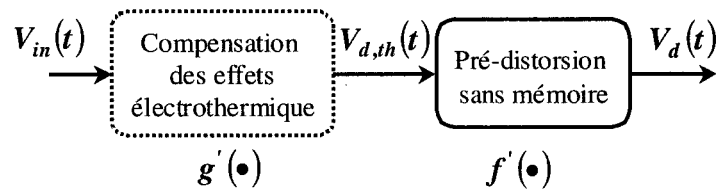


Figure 4.14 : Schéma de la fonction de pré-distorsion avec compensation de l'effet de mémoire thermique.

Pour obtenir un APRF linéarisé sur une large dynamique de la température, la cascade de l'amplificateur et de la fonction de pré-distorsion compensée en température doit satisfaire la condition donnée par l'équation suivante :

$$f(V_d) * V_d(t) = f\left(f'(V_{d,th}) * V_{d,th}\right) * f'(V_{d,th}) * V_{d,th} = K \quad (4.4)$$

et

$$g(V_{th,in}) * V_{th,in} = g(V_{d,th}) * V_{d,th} = g\left(g'(V_{in}) * V_{in}\right) * g'(V_{in}) * V_{in} = \quad (4.5)$$

où K représente le gain petit signal linéaire de l'amplificateur.

V_{in} et $V_{d,th}$ représentent les signaux d'entrée du module de compensation de l'effet électrothermique et de la fonction de pré-distorsion sans mémoire respectivement

Pour corriger pour la compression instantanée due à l'effet thermique en APRF, on doit estimer la température de jonction instantanée du transistor en utilisant le réseau RC thermique équivalent, donné par la figure 3.4. La valeur de l'expansion du gain complexe de la fonction g' , correspondant à la température de jonction estimée, est calculée comme étant l'inverse de la valeur complexe de la compression du gain de la fonction g pour la même température de jonction. La figure 4.15 montre les détails de la fonction de compensation de l'effet thermique g' .

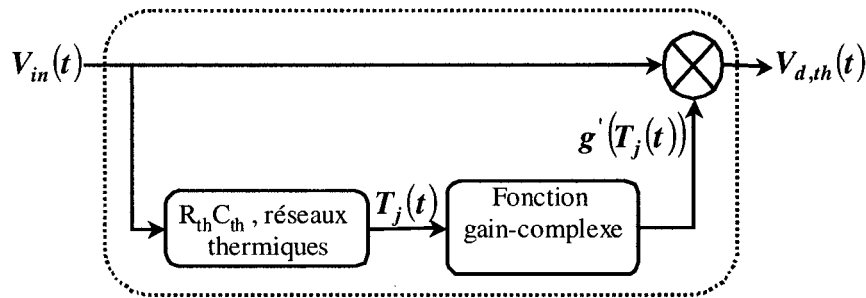


Figure 4.15 : Schéma de la fonction de compensation de l'effet électrothermique.

Pour évaluer la contribution de la compensation de l'effet de la non-linéarité due à l'autochauffage sur la qualité du signal de sortie, nous avons effectué des simulations en utilisant un signal EDGE-GSM. Ce signal a été synthétisé en utilisant la bibliothèque EDGE du logiciel ADS. Le signal EDGE synthétisé emploie la technique de modulation de $3\pi/8$ 8PSK avec un taux de symbole égal à 270,833 KHz et un filtre de mise en forme

de type Gaussien. La figure 4.16 montre les spectres de la sortie de l'amplificateur de puissance une fois linéarisé en utilisant une fonction de pré-distorsion numérique sans mémoire avant et après l'ajout de la fonction de compensation de l'effet d'auto-chauffage. On peut nettement conclure que la fonction de pré-distorsion avec compensation en température permet une meilleure réduction de l'émission hors bande à la sortie de l'amplificateur linéarisé. De plus, la fonction de compensation de l'autochauffage proposée pourrait être facilement implémentée en utilisant un DSP ou un module de FPGA.

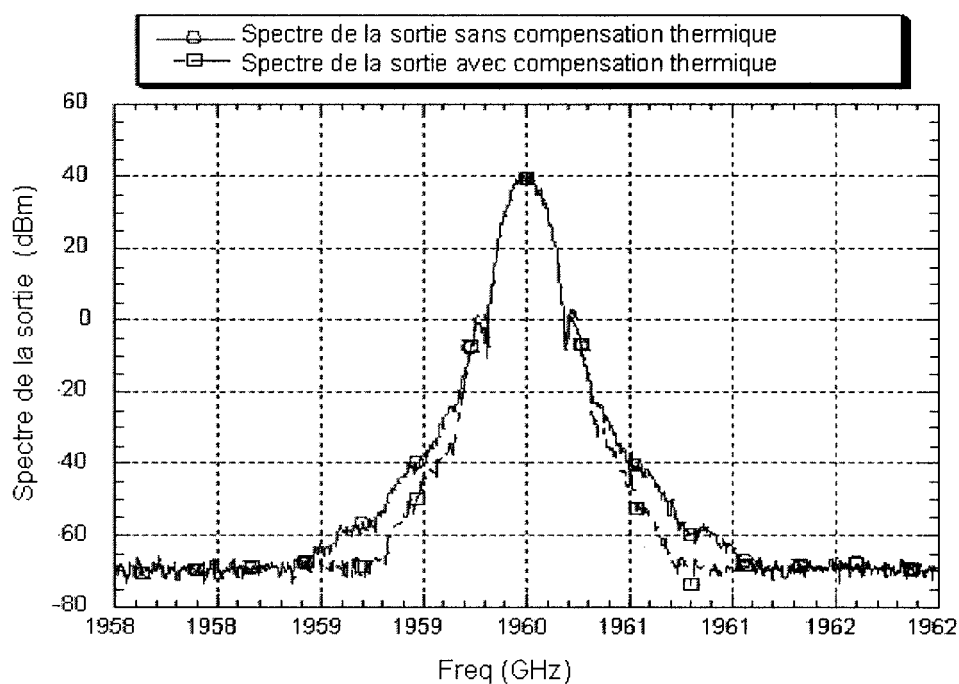


Figure 4.16 : Spectre de sortie de l'amplificateur avec et sans compensation de l'effet thermique dans la fonction.

Pour mieux mettre en évidence la contribution du circuit de la compensation thermique dans les applications de communication avec une vitesse élevée, des

simulations employant la norme de EDGE ont été effectuées. Le fait que le standard EDGE se serve de la modulation d'amplitude et de phase, implique des conditions de linéarités pour l'amplificateur de puissance plus rigoureuses. L'amplitude du vecteur d'erreur (EVM Error Vector Magnitude) est un paramètre critique employé pour mesurer les performances des transmetteurs. Dans ce contexte, l'EVM a été évalué comme étant le vecteur issu de la différence, dans temps, entre l'amplitude et la phase du signal simulé et prévu à la sortie de l'amplificateur. L'EVM calculée montre explicitement la contribution de la non-linéarité d'amplificateur au EVM global de l'émetteur. L'évaluation des valeurs de l'EVM a été faite pour une puissance d'entrée maximale égale à 10.8 dBm, qui correspond à une puissance maximale de la sortie de 49.1 dBm, dans les trois cas suivants: (i) l'amplificateur de puissance sans pré-distorsion, (ii) amplificateur de puissance avec pré-distorsion sans mémoire, et (iii) amplificateur de puissance avec la pré-distorsion menue du module de compensation de l'autochauffage. Le tableau 4.2 récapitule les valeurs RMS (moyen de racine carrée) de l'EVM (en pourcentage) obtenues pour les trois cas précédents. On peut conclure que la fonction de compensation de l'autochauffage réduit la EVM causée par l'amplificateur de puissance et par conséquent augmente la qualité du signal à la sortie des transmetteurs.

	EVM %
Sans pré-distorsion	5.95
Avec pré-distorsion sans mémoire	2.5
Avec pré-distorsion et compensation de	0.2

Tableau 4.2 : EVM du signal de sortie sans pré-distorsion, avec pré-distorsion sans et avec compensation en température.

CHAPITRE 5 : TECHNIQUE DE PRÉ-DISTORSION HYBRIDE RF/NUMÉRIQUE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

5.1 INTRODUCTION

Les travaux de recherche qui ont été élaborés tout au long des deux dernières décennies ont abouti à une panoplie de topologies pour la réalisation de fonctions de pré-distorsion des amplificateurs de puissance. L'adoption d'une topologie donnée dépend en premier lieu du type d'application visée à savoir communications par satellite ou sans-fil. En effet, les systèmes de communications par satellites qui emploient des amplificateurs de type TWTA ne sont pas trop exigeants en terme de linéarité. Par conséquent, des fonctions de pré-distorsion analogiques formées par des générateurs de distorsion analogiques, à base de diode Schottky ou de transistor de type MESFET [68] [69], sont généralement adoptées. Par ailleurs, les systèmes de communications sans-fil sont moins tolérants en ce qui concerne la non-linéarité introduite par les amplificateurs de puissance puisqu'ils impliquent des signaux à enveloppe très variable. De plus, les amplificateurs de puissance des stations de base, utilisant des transistors à l'état solide, sont caractérisés par une non-linéarité d'ordre relativement important (class AB). Ces derniers requièrent des fonctions de pré-distorsion qui sont capables de générer des non-linéarités d'ordre supérieur. Ces fonctions sont généralement implémentées sous forme de tables de correspondance (LUT) ou encore de fonctions polynomiales. En plus, elles sont soit appliquées aux signaux passe-bande (radiofréquences) baptisées pour le reste du rapport

pré-distorsion hybride RF/numérique soit aux signaux en bande de base comme nous l'avons montré dans le quatrième chapitre.

Bien que les fonctions de pré-distorsion numériques en bande de base ont montré une bonne capacité de correction des non-linéarités des amplificateurs de puissance en tirant profit de l'évolution des circuits de traitement de signaux (DSP, FPGA), les fonctions de pré-distorsion hybrides attirent beaucoup plus l'industrie des amplificateurs de puissance pour les systèmes de communications mobiles. En effet, contrairement à la fonction de pré-distorsion en bande de base qui s'intègre comme un module de plus dans le modem d'un système de communication, la fonction de pré-distorsion hybride ne demande aucune modification dans le modem puisqu'elle s'insère comme une unité indépendante entre le modem et l'amplificateur de puissance à linéariser.

5.2 SCHÉMA DE LA FONCTION DE PRE-DISTORSION

La figure 5.1 montre le schéma de la fonction de pré-distorsion hybride proposée pour corriger les non-linéarités du même amplificateur de puissance RF présenté dans le deuxième chapitre. L'entrée d'une telle fonction est un signal modulé au tour d'une fréquence porteuse RF. Il alimente dans un premier lieu un détecteur d'enveloppe afin de déduire son amplitude. Il alimente également un multiplieur vectoriel linéaire après avoir subi un retard par une ligne à délai RF. L'enveloppe numérisée du signal d'entrée est utilisée pour indexer la table de correspondance (LUT) pour déterminer les paramètres de correction correspondantes I_C et Q_C . Une détermination précise de la valeur du retard du

signal d'entrée pour compenser le déséquilibre des temps de propagation entre les deux branches de la boucle est une tâche très importante pour assurer une bonne qualité de correction. En effet, à chaque instant, les paramètres de correction I_c et Q_c doivent être disponibles à l'entrée du multiplieur linéaire RF en même temps que l'échantillon du signal RF correspondant. Le multiplieur linéaire radiofréquence dans la figure 5.1 est une composante-clé dans la fonction de pré-distorsion puisqu'il doit effectuer une opération de multiplication linéaire en fonction de I_c et Q_c avec un signal d'entrée RF déjà modulé. En effet, puisque le signal d'entrée a une enveloppe variable, un simple modulateur I/Q à base de mélangeur ne permet pas de réaliser une opération de multiplication linéaire en fonction de I_c et Q_c .

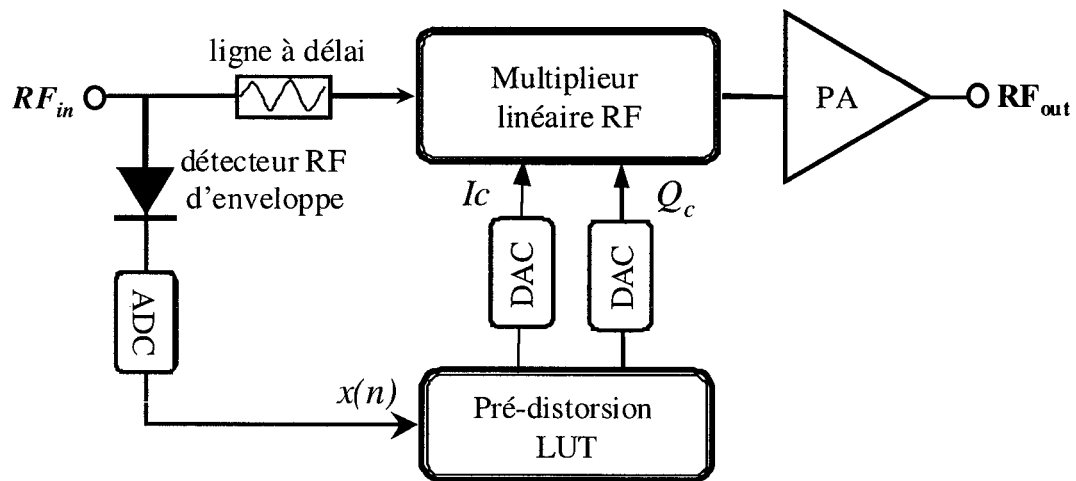


Figure 5. 1 : Schéma de la fonction de pré-distorsion hybride.

5.3 BANC D'EXPÉRIMENTATION DE LA PRÉ-DISTORSION HYBRIDE RF/NUMÉRIQUE

L'évaluation de la fonction de pré-distorsion hybride a nécessité l'élaboration d'un banc d'expérimentation qui est présenté par la figure 5.2. Un générateur de signaux vectoriels et un générateur d'ondes arbitraires sont utilisés pour synthétiser les signaux RF qui alimentent l'amplificateur de puissance à linéariser. Les signaux RF modulés ainsi générés passent, en premier lieu, par la fonction de pré-distorsion afin d'ajuster leurs phases et amplitudes et de précompenser pour les compressions, de phase et d'amplitude, causées par l'amplificateur sous test. La réalisation de cette fonction est effectuée, dans un premier temps, en se servant de cartes d'évaluation d'un détecteur logarithmique d'enveloppe et d'un multiplieur vectoriel linéaire en plus d'une carte professionnelle de développement du circuit FPGA (APEX de la compagnie ALTERA). Le signal de sortie de l'amplificateur alimente l'analyseur de signaux vectoriels qui enregistrera la forme d'onde pour étudier la qualité de la correction en terme d'émission dans les canaux adjacents (ACPR). Dans ce banc, en plus de servir pour l'automatisation du contrôle des équipements utilisés, l'ordinateur permet une liaison dynamique entre les logiciels de conception et le hardware. En d'autres termes, le logiciel de simulation ADS, utilisé pour synthétiser les signaux modulés qui sont téléchargés au générateur pour produire les signaux d'excitation, servira également pour capturer la forme d'onde à la sortie du circuit sous test. Ainsi, nous pouvons exploiter les formes d'ondes synthétisées et celles mesurées à la sortie pour évaluer la qualité de la linéarisation de l'amplificateur en terme du module

du vecteur d'erreur (EVM). En outre, l'ordinateur servira à synthétiser le code VHDL de la table de correspondance (LUT) de la fonction de pré-distorsion en utilisant le logiciel QARTUS fourni par la compagnie ALTERA en plus de le télécharger au FPGA.

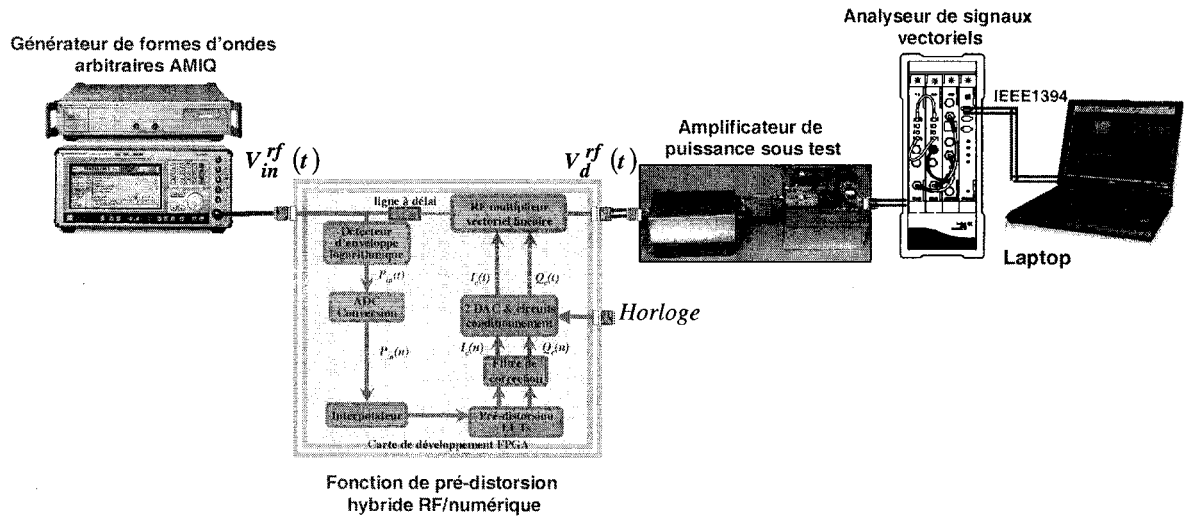


Figure 5. 2 : Banc d'expérimentation de la pré-distorsion hybride RF/numérique.

5.3.1 Carte de développement du FPGA

La carte de développement du FPGA, incluse dans le banc d'expérimentation en question, est la même que celle utilisée dans l'évaluation de fonction de pré-distorsion en bande base au quatrième chapitre. Avec une entrée et deux sorties analogiques, la carte de développement est employée pour implémenter la partie de traitement numérique de la fonction de pré-distorsion qui exige un système de traitement très rapide.

La version préliminaire de la fonction de pré-distorsion hybride exploite une petite proportion des portes disponibles dans le FPGA pour réaliser le module de traitement de

signaux numériques montré par la figure 5.3. Dans ce module, les échantillons qui représentent le module de l'enveloppe du signal d'entrée numérisée passent par une fonction qui permet de linéariser la courbe de transfert du détecteur d'enveloppe utilisé. Une fonction d'interpolation avec un facteur de 2X ou de 4X est prévue dans le module de traitement de signaux pour accroître le rythme des échantillons issus de l'ADC. De cette manière, nous pouvons exploiter la rapidité permise par le convertisseur DAC (125 MHz) bien que le convertisseur ADC opère juste à 65 MHz. Les tables de correspondance utilisées pour synthétiser la fonction de pré-distorsion ont été réalisées sous forme de deux mémoires à double accès de tailles 4096 mots de 16 bits. Les deux tables représentent les courbes AM/AM et AM/PM de la fonction de pré-distorsion.

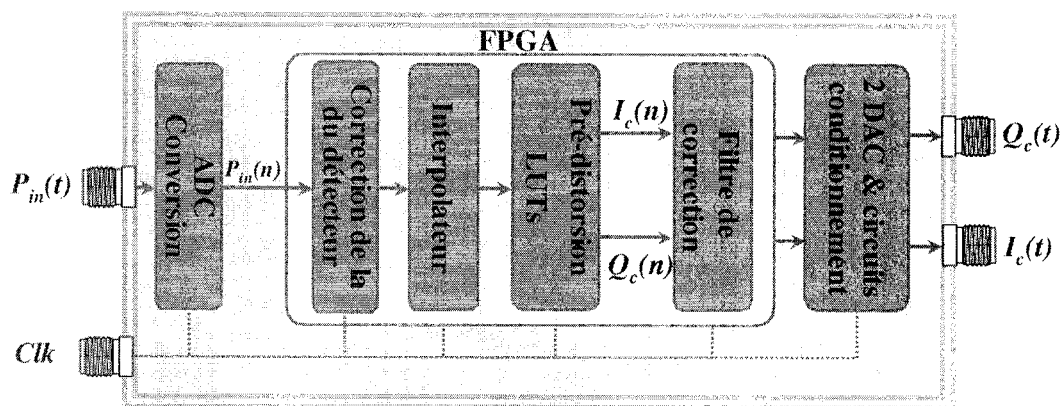


Figure 5. 3 : Carte de développement du FPGA (ALTERA)

5.3.2 Détection de l'enveloppe

Afin de déterminer de la puissance instantanée du signal d'entrée, nous avons utilisé un détecteur RF logarithmique, AD8313 de ANALOG DEVICES, qui opère sur la bande

de fréquence allant de 0.1 à 2.5 GHz. Ce dispositif convertit un signal RF modulé à son entrée différentielle en un signal DC équivalent dont la valeur est exprimée en décibel. La dynamique du signal d'entrée du détecteur est égale à 62 dB pour une précision de ± 1 dB. Cette valeur pourrait suffire pour la majorité des signaux modulés selon les nouveaux standards de communication tels que WCDM, CDMA, etc. Une fonction de linéarisation de la courbe de transfert du détecteur est prévue comme un module de la fonction de pré-distorsion hybride proposée qui sera employée pour améliorer les performances en cas de besoin. Pour cela, une mesure de la fonction de transfert du détecteur en question a été élaborée tout en variant la puissance du signal d'entrée et mesurant la tension DC à sa sortie. Pour assurer une bonne précision des mesures, nous avons utilisé l'entrée analogique de l'analyseur de signaux vectoriel, incluse dans le banc de caractérisation décrit dans le chapitre 2, pour profiter de sa bonne résolution (14 bits).

En se basant sur la figure 5.4, la tension (en Volt) à la sortie du détecteur d'enveloppe pourrait être exprimée en fonction de la puissance instantanée (en dBm) selon l'équation (5.1).

$$V_{out} = M_0 + M_1 P_{in} \quad (5.1)$$

avec $M_0 = 420.6$ et $M_1 = 17.115$

L'équation (5.1) servira ultérieurement dans la procédure de la synthèse de la table de correspondance de la fonction de pré-distorsion.

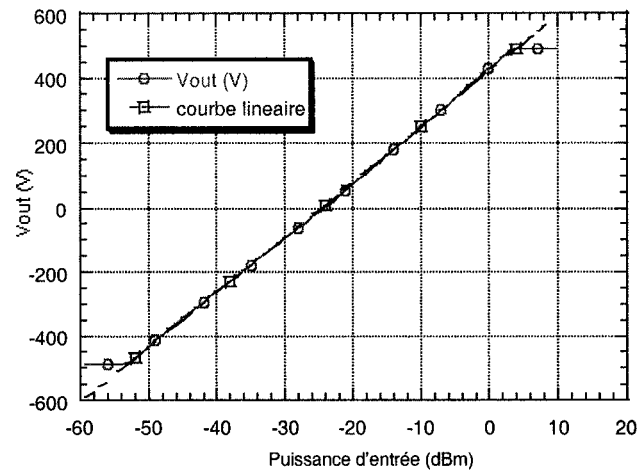


Figure 5. 4 : Mesure de la courbe de transfert du détecteur.

5.3.3 Multiplieur vectoriel linéaire

La fonction de multiplieur vectoriel linéaire requise dans la fonction de pré-distorsion nécessite un multiplieur vectoriel qui permet de changer l'amplitude et la phase d'un signal RF déjà modulé. Le dispositif MAX2046 de MAXIM, optimisé pour la bande de fréquences allant de 1740MHz à 2060MHz, est choisi pour la réalisation de cette fonction. Ce dispositif, dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau 5.1, est le seul disponible sur le marché actuellement. Les entrées I et Q du multiplieur en question sont de type différentiel en opposition aux sorties analogiques de la carte de développement du FPGA, prévues pour les alimenter, de type single-ended. Par conséquent, un convertisseur de signaux single-ended vers différentiel est requis (voir figure 5.1). Ce dernier doit également permettre l'ajustement de l'offset DC des signaux I et Q pour les centrer au tour de 2.5 V.

Une étape d'étalonnage de ce dispositif est requise pour la synthèse du contenu des tables de correspondance. En effet, nous avons besoin de déterminer la valeur de I (resp. de Q) qui permet d'avoir une multiplication par 1 lorsque la valeur de Q est égale à 0 (respectivement lorsque $I=0$). Nous dénotons cette valeur pour le reste du rapport par α . Par ailleurs, une mesure du coefficient de transmission, module et phase, pour différentes valeurs du couple (I, Q) est requise pour évaluer la linéarité de l'opération de multiplication en fonction de I et Q . Pour cela, nous avons connecté les entrées I et Q du multiplieur aux deux sorties analogiques de la carte de développement du FPGA. Les niveaux de I et Q sont directement ajustés à partir du FPGA qui contrôle les niveaux des sorties analogiques. La figure 5.6 montre les résultats des mesures de la variation du coefficient de transmission du multiplieur dans le plan cartésien lorsque I et Q varient de 0 V à 0.5 V. Comme nous pouvons le constater, le multiplieur requiert une opération de correction pour assurer une multiplication linéaire, en amplitude et en phase, en fonction de I et Q . Les figures 5.6 et 5.7 montrent les courbes du gain de multiplication, amplitude et phase, en variant I et Q avec $I = Q$.

CARACTÉRISTIQUES	VALEUR
Planéité du gain	± 0.2 dB
Planéité du déphasage	$\pm 1^\circ$
IP3 (entrée)	15 dBm
largeur de bande de contrôle	260 MHz
Gamme de contrôle du gain	15 dB

Tableau 5. 1 : Caractéristiques du multiplieur MAX2046.

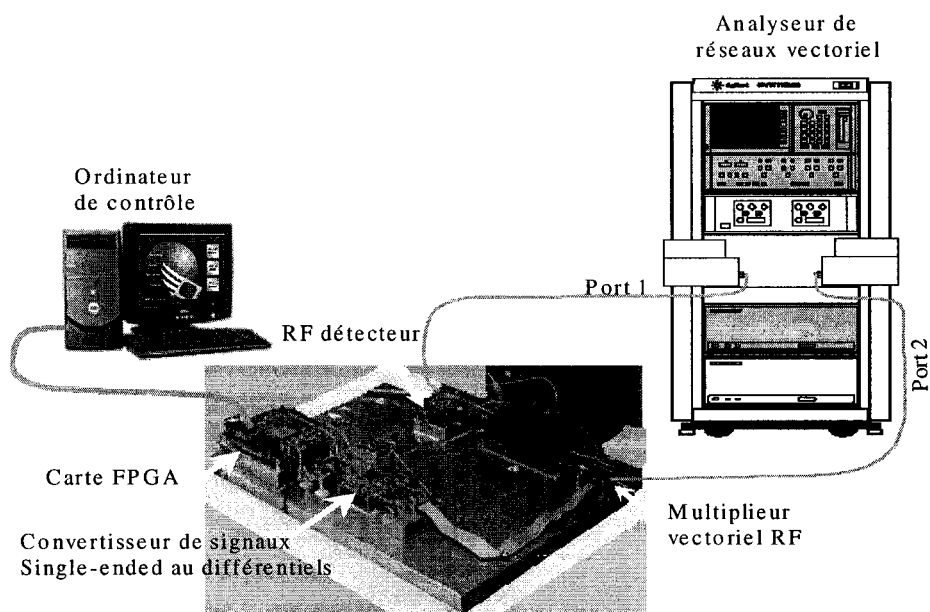


Figure 5. 5 : Schéma d'étalonnage du multiplieur vectoriel.

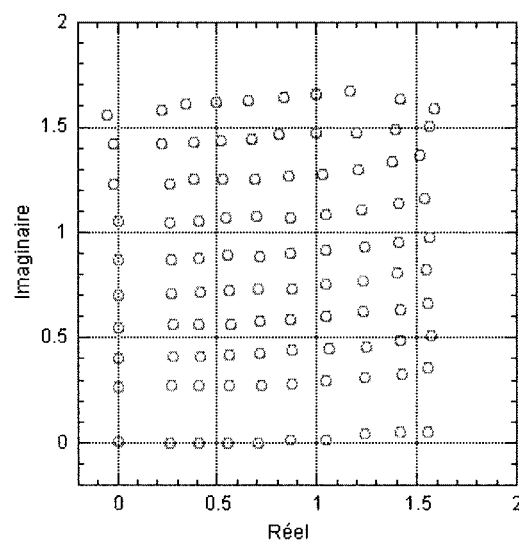


Figure 5. 6 : Courbe de la variation du gain du multiplieur dans le plan cartésien.

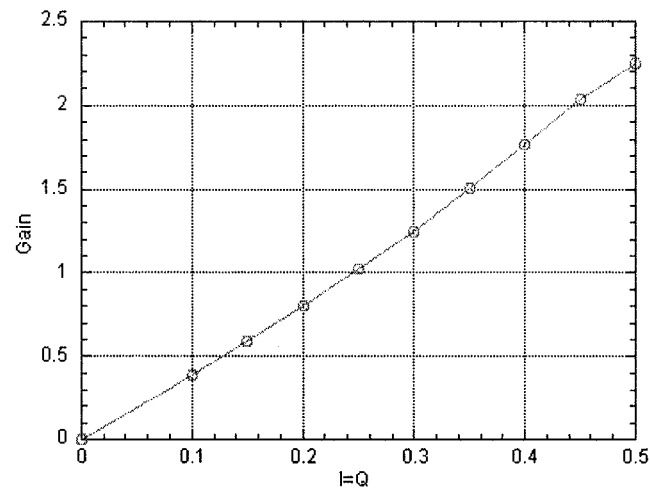


Figure 5. 7: Variation du module du coefficient de multiplication pour $I=Q$.

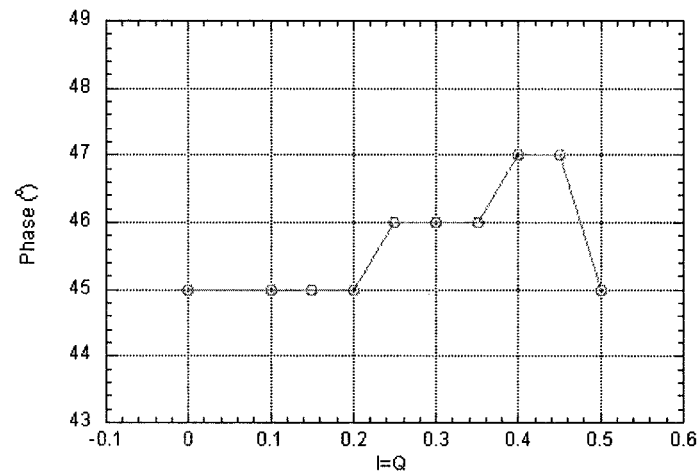


Figure 5. 8: Variation du déphasage du coefficient de multiplication pour $I=Q$.

5.3.4 Ligne à retard

La ligne à retard est indispensable pour le bon fonctionnement de la pré-distorsion hybride. En effet, la figure 5.1 inclut une boucle composée de deux branches traversées

par des signaux passe-bande (le signal d'entrée RF) et bande de base (les paramètres de correction I_C et Q_C) qui subissent deux retards différents. Or, dans le temps, il faut s'assurer que le signal à l'entrée du multiplieur vectoriel et les paramètres de correction correspondants sont synchronisés. En conséquence, une ligne à retard est nécessaire pour accorder les délais des deux branches. La figure 5.9 montre le spectre de la sortie de l'amplificateur linéarisé selon la fonction de pré-distorsion illustrée par la figure 5.1 pour différentes valeurs de retard entre les deux branches. Comme nous pouvons le constater dans la figure 5.9, le déséquilibre des retards dans les deux branches compromet la qualité de la linéarisation au fur et à mesure qu'il augmente. Pour cela, une procédure précise de détermination du retard dans chaque branche s'impose.

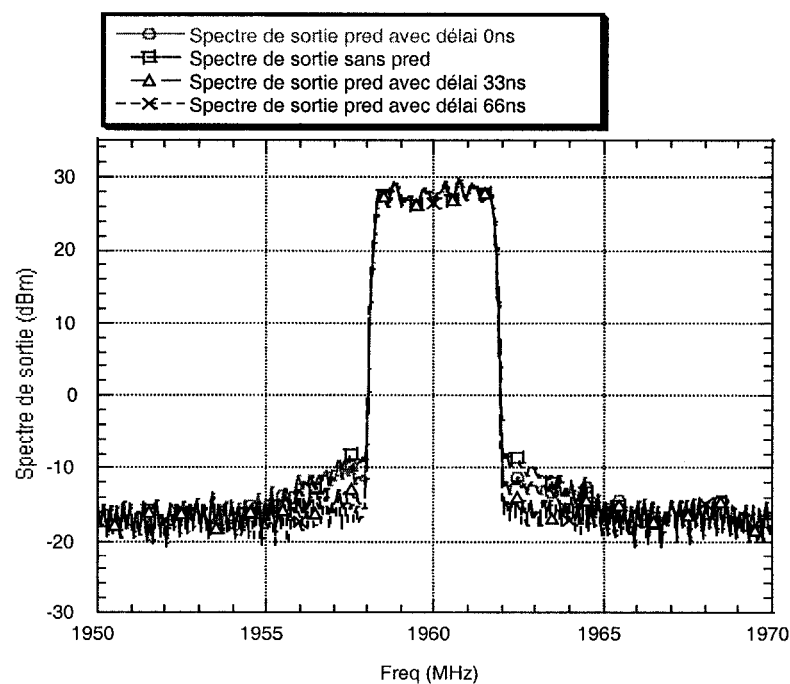


Figure 5. 9 : Spectre de sortie pour différentes valeurs du délai.

La mesure du retard de la première branche traversée par le signal passe-bande a été réalisée en utilisant un analyseur de réseaux vectoriel. Le retard a été considéré comme étant la dérivée de la phase du paramètre de transmission S_{21} en fonction de la fréquence. Cependant, le retard dans la branche traversée par le signal en bande de base (signaux de correction) est égal à la somme des temps de réponse des circuits de conditionnement, des convertisseurs ADC et DAC et enfin de la fonction de traitement implanté par le FPGA. La mesure de ce retard a été élaborée en utilisant un oscilloscope temps réel numérique (DS694 de Tektronix Inc.) ayant quatre voix, comme le montre la figure 5.10. Les deux voix de l'oscilloscope utilisé sont connectées à l'entrée et à la sortie de cette branche. Deux générateurs de fonction ont été employés pour synthétiser deux signaux dont un de type sinusoïdal utilisé comme signal de test et l'autre rectangulaire qui a servi comme signal horloge (40 MHz) pour le FPGA. En utilisant le signal d'entrée comme signal déclencheur (*trigger*) pour l'oscilloscope, le délai entre les deux voix est égal au retard causé par la ligne. Il faut qu'à cette étape les tables de correspondance de la fonction de pré-distorsion soient remplies de manière à implémenter la fonction $y = x$. De cette façon, nous avons pu tenir compte du délai de réponse des mémoires utilisées pour réaliser les tables de correspondance.

En nous basant sur les valeurs des retards mesurés pour les deux branches, nous avons cherché des câbles coaxiaux RF qui permettent d'obtenir un délai égal à la différence tout en minimisant les pertes.

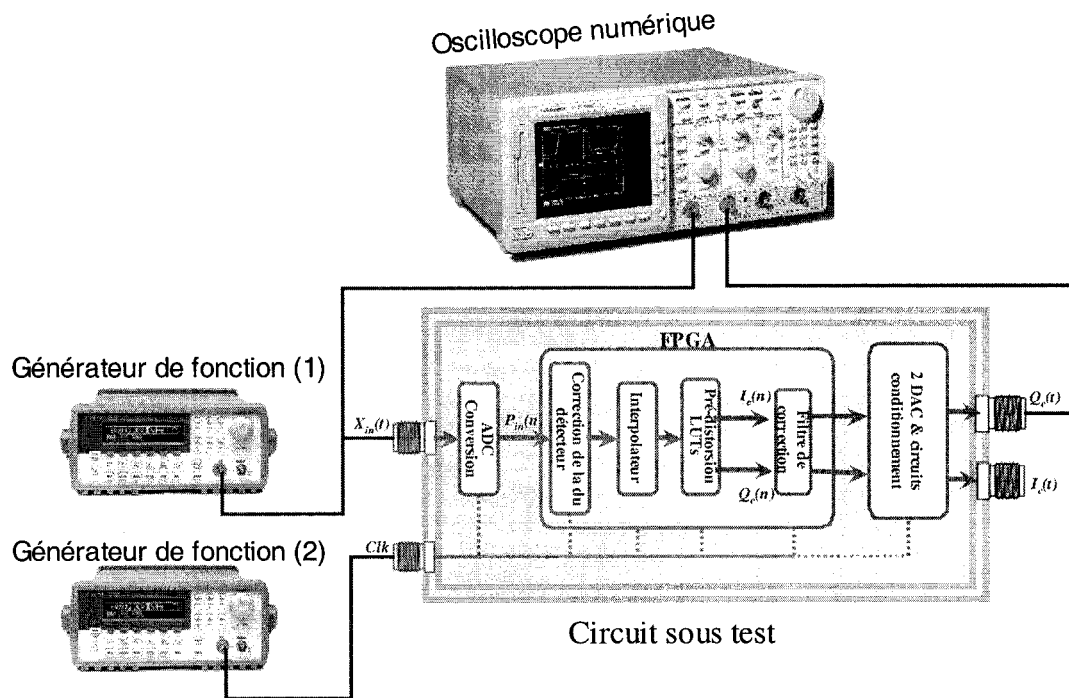


Figure 5. 10 : Banc de mesure du retard dans la deuxième branche.

5.4 ÉVALUATION DE LA FONCTION DE PRÉ-DISTORSION RF HYBRIDE

5.4.1 Mesures des courbes AM/AM et AM/PM dynamiques de l'amplificateur sans linéarisation

La synthèse des tables de correspondance de la fonction de pré-distorsion repose en premier lieu, comme nous l'avons montré au quatrième chapitre, sur la précision de la caractérisation de l'amplificateur de puissance à linéariser. Pour cela, nous effectuons une caractérisation dynamique du circuit sous test décrit au chapitre deux en l'excitant avec un signal CDMA2000 de type SR3. Les figures 5.11 et 5.12 montrent respectivement les courbes AM/AM et AM/PM dynamiques obtenues. Comme nous pouvons bien le

constater, la courbe AM/AM de l'amplificateur présente des non-linéarités même en petit-signal. Ce comportement est théoriquement prévu dans les courbes de transfert lorsque le transistor opère en class AB.

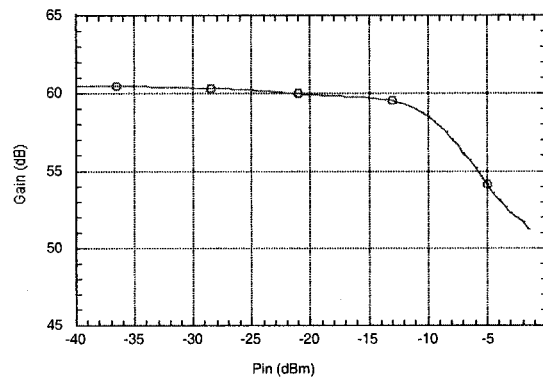


Figure 5. 11 : Courbe AM/AM dynamique mesurée de l'APRF.

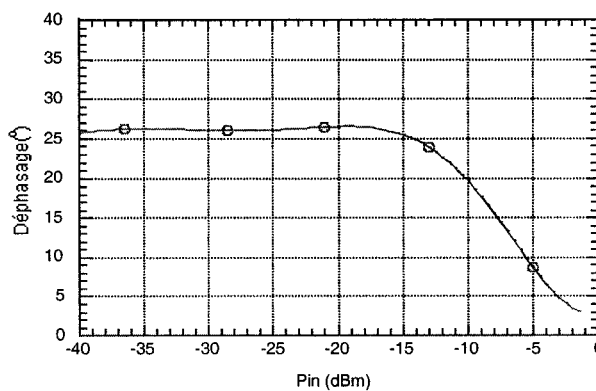


Figure 5. 12 : Courbe AM/PM dynamique mesurée de l'APRF.

5.4.2 Synthèse de la fonction de pré-distorsion

Dans cette section, nous élaborons la procédure selon laquelle le contenu des tables de correspondance de la fonction de pré-distorsion est déduit en se basant sur les courbes

AM/AM et AM/PM dynamiques issues de la caractérisation de l'amplificateur à linéariser. Dans la figure 5.13 la première table à gauche démontre trois colonnes dont la première contient la puissance d'entrée de l'amplificateur et la deuxième et troisième inclut les compressions du module et du déphasage du gain normalisé (par rapport au gain petit signal de l'amplificateur) correspondant. À partir de cette table, nous avons déduit dans un premier temps la table inverse composée encore une fois de trois colonnes. La première colonne est obtenue en multipliant la première colonne de la première table avec la deuxième colonne de la même table. Les deux autres colonnes de la deuxième table sont obtenues respectivement en inversant la deuxième colonne et changeant le signe de la troisième. Nous avons ainsi déduit les courbes de la fonction de pré-distorsion indexées par la puissance d'entrée exprimée en décibel. Donc, il faut appliquer un changement de variable pour que la fonction soit indexée par la tension de sortie du détecteur d'enveloppe. Pour cela, nous appliquons l'équation (5.1) à la première colonne de la deuxième table de la figure 5.13 afin d'obtenir la première colonne de la troisième table. De plus, l'expansion du module et du déphasage du gain décrit par les deuxième et troisième colonnes de la deuxième table est exprimée en coordonnées polaires. Une transformation des coordonnées polaires en coordonnées cartésiennes des contenus de ces deux colonnes, selon les équations (5.1) et (5.2), s'impose puisqu'ils représentent les paramètres de correction qui alimentent les entrées I et Q du multiplieur vectoriel RF.

$$I_c = \cos(-\phi) / G \quad (5.2)$$

$$Q_C = \sin(-\phi) / G \quad (5.3)$$

I_C et Q_C représentent les composantes en phase et quadratique qui servent à ajuster le module et la phase du signal RF afin de compenser la compression due à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance.

Par ailleurs, une mise à l'échelle des paramètres I_C et Q_C , obtenus par les équations (5.2) et (5.3), s'impose. En effet, nous divisons I_C et Q_C par le coefficient α obtenu pendant l'étalonnage du multiplieur vectoriel présenté antérieurement.

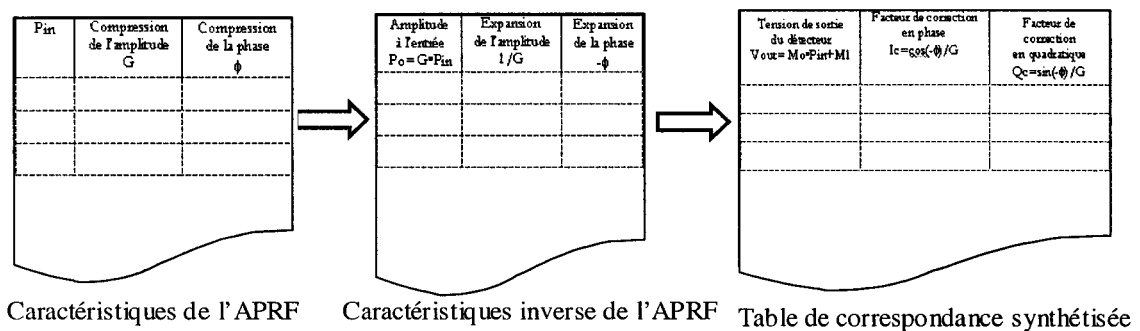


Figure 5. 13 : Synthèse de la table de correspondance.

Le code VHDL de la table de correspondance ainsi obtenue a été synthétisé et téléchargé vers le FPGA afin de le valider. En utilisant un analyseur de réseaux vectoriels en mode de balayage de puissance, nous avons pu dresser les courbes AM/AM et AM/PM de la fonction de pré-distorsion. Comme nous pouvons le constater à partir des figures 5.14 et figure 5.15, la fonction de pré-distorsion devient constante pour les puissances d'entrée supérieures à -10.7 dBm. Ceci permet de protéger l'amplificateur de puissance

des valeurs d'expansion plus élevées qui risquent d'impliquer des puissances d'entrée très grandes et qui dépassent la puissance maximale supportée par le transistor.

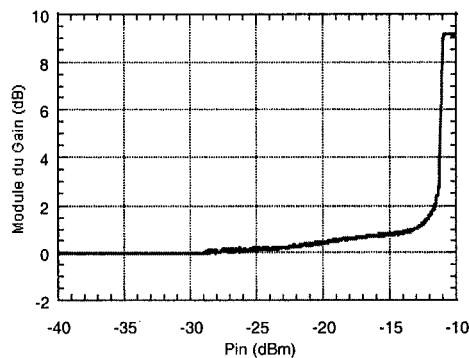


Figure 5. 14 : Courbe AM/AM mesurée de la fonction de pré-distorsion hybride.

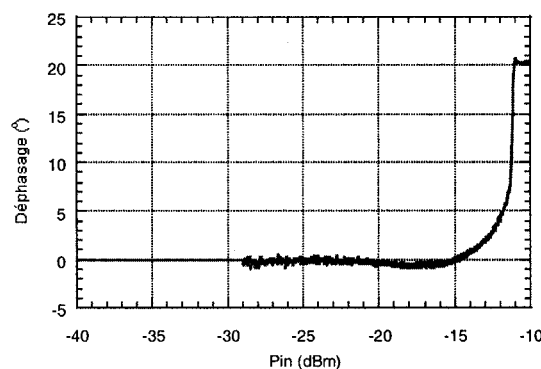


Figure 5. 15 : Courbe AM/PM mesurée de la fonction de pré-distorsion hybride.

5.4.3 Spectres de la sortie de l'amplificateur linéarisé

Après la synthèse de la fonction de pré-distorsion, une première étape de validation décrite dans la section précédente consistait à mesurer le coefficient de transmission tout en variant l'amplitude du signal d'entrée. La deuxième étape consiste à valider la fonction synthétisée et implémentée dans le FPGA d'une manière dynamique. En effet, la première

étape ne permet pas d'inclure les effets de déséquilibre dans les branches puisque les mesures sont statiques. Dans cette section, nous alimentons la cascade formée par le linéarisateur et l'amplificateur de puissance par des signaux modulés. Différents types de signaux ont été générés à cette fin en nous servant du générateur vectoriel SMIQ. Nous avons commencé par générer un signal à deux tonalités ayant un espacement fréquentiel et une puissance moyenne égale respectivement à 1 MHz et -17 dBm. Nous avons pu observer, figure 5.16, une réduction du niveau des intermodulation d'ordre trois d'environ 20 dB. Par la suite, nous avons gardé le même signal d'excitation tout en rompant la condition d'équilibrage des délais dans les deux branches pour évaluer son effet sur la qualité de la linéarisation. En ajoutant un délai équivalent à un cycle d'horloge (25 ns) dans le FPGA, nous avons observé une détermination de la qualité de la pré-distorsion comme le montre la figure 5.17.

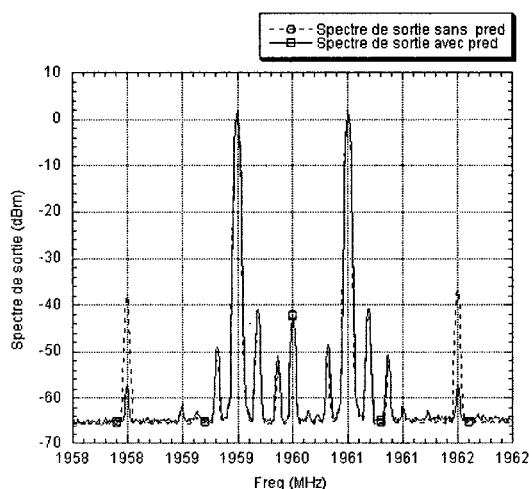


Figure 5. 16 : Spectre de sortie sans et avec pré-distorsion pour un signal d'entrée à deux tonalités (1MHz).

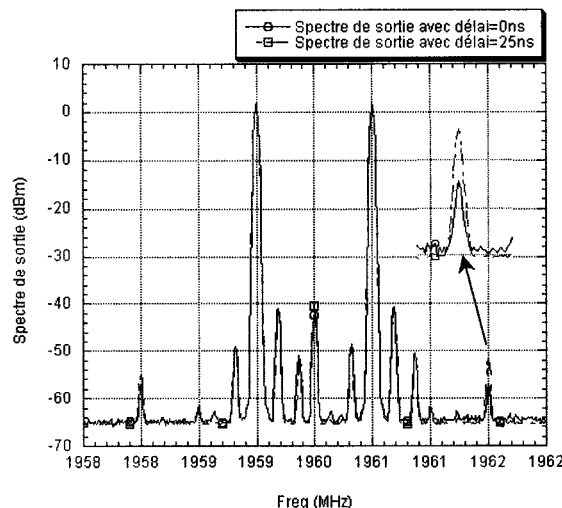


Figure 5. 17 : Effet du déséquilibre des délais dans les deux branches.

Jusqu'à maintenant, la fonction de pré-distorsion hybride a été évaluée dans des conditions d'opération statique avec un signal d'entrée sinusoïdal à enveloppe variable ou encore dynamique avec un signal à deux tonalités. Le deuxième type d'excitation nous a révélé une sensibilité de la fonction de pré-distorsion au déséquilibre des délais des branches. Par ailleurs, nous avons synthétisé des signaux de troisième génération afin de tester la fonction de pré-distorsion dans le cas d'excitation à grande dynamique en plus d'être large bande. Pour cela, nous avons synthétisé d'une part un signal CDMA2000 de type SR3 avec un rapport de la valeur crête sur la valeur moyenne de l'enveloppe égale à 9.7 dB et une largeur de bande égale à 3.6864 MHz. La figure 5.18 montre le spectre à la sortie pour une puissance moyenne de 41 dBm avec et sans pré-distorsion. Nous pouvons clairement observer une réduction des niveaux des émissions en canaux adjacents grâce à la linéarisation de l'amplificateur de puissance. D'autre part, nous avons synthétisé un

signal de type WCDMA dont le rapport de la valeur de crête sur la valeur moyenne de l'enveloppe égale à 10.7 dB et une largeur de bande égale à 3.8464 MHz. La figure 5.19 révèle encore une fois une bonne qualité de linéarisation puisque les niveaux d'émission hors bande à la sortie de l'amplificateur ont été réduits d'environ 10 dB pour une puissance moyenne de sortie égale à 40.5dBm. Nous avons également évalué la sensibilité de la qualité de pré-distorsion par rapport au déséquilibre des délais des deux branches pour un signal d'excitation de type CDMA2000. La figure 5.20 nous révèle qu'en plus de détériorer la qualité de la correction prévue par la fonction de pré-distorsion, un déséquilibre de délai entraîne des niveaux d'émission hors bandes du côté droite et gauche inégaux. Cependant, cette fonction de pré-distorsion n'est pas aussi sensible au déséquilibre du délai que la technique de postcompensation qui requiert une égalisation des délais de l'ordre de fraction de nanosecondes.

Il faut mentionner que ces résultats ont été obtenus malgré l'absence d'une fonction de correction des imperfections du multiplieur vectoriel utilisé. Les études rapportées dans la littérature prévoient l'amélioration des performances de la qualité de linéarisation si une correction des imperfections des multiplieurs vectoriels était incluse. Nous prédisons une facilité de l'implémentation d'une telle fonction dans le FPGA.

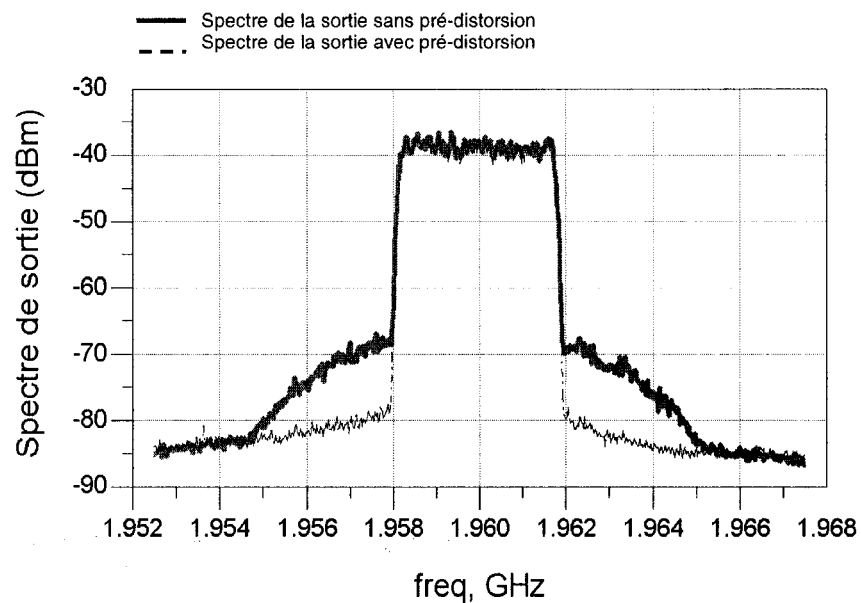


Figure 5. 18 : Spectre de sortie de l'amplificateur sans et avec pré-distorsion pour un signal d'entrée de type CDMA2000.

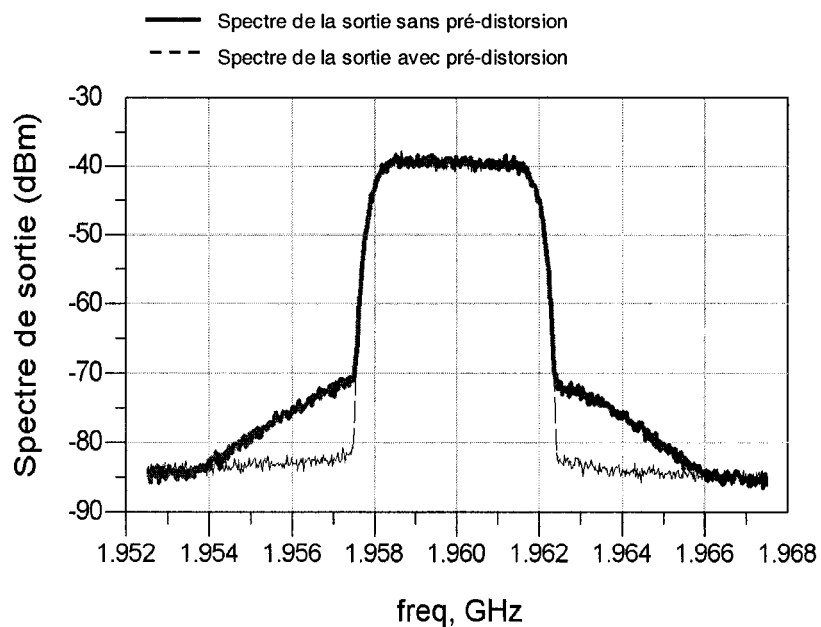


Figure 5. 19 : Spectre de sortie de l'amplificateur sans et avec pré-distorsion pour un signal d'entrée de type WCDMA.

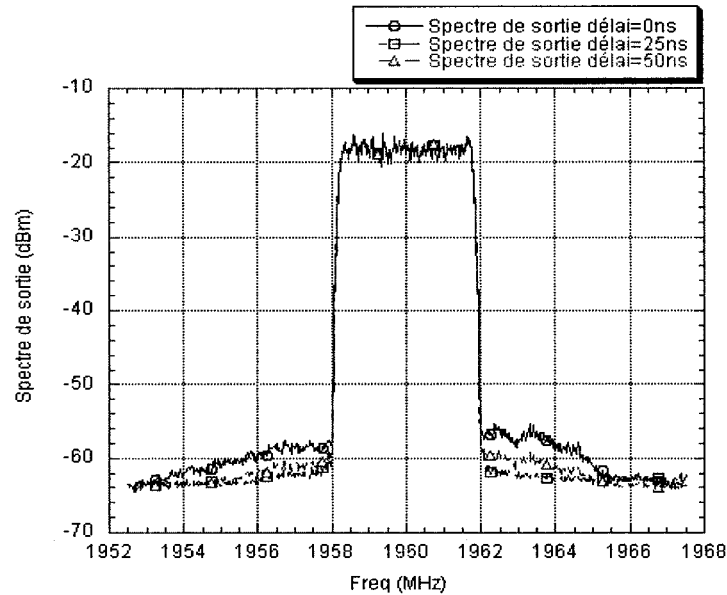


Figure 5. 20 : Spectre de sortie avec pré-distorsion, pour différente valeur déséquilibre de délais, pour un signal CDMA2000

5.5 DISCUSSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté une fonction de pré-distorsion hybride RF/numérique destinée à la correction des non-linéarités introduites par les amplificateurs de puissance. Contrairement à la pré-distorsion en bande de base où l'ajustement de la phase et de l'amplitude du signal se fait dans la section modem du transmetteur et d'une manière numérique, la pré-distorsion hybride ajuste l'amplitude et la phase du signal radiofréquence déjà modulé et implémenté d'une manière analogique. La composante-clef de cette dernière est le multiplieur vectoriel RF analogique dont les caractéristiques, en termes de la linéarité de son opération en fonction des entrées I et Q par exemple, auront une répercussion directe sur les performances de la fonction de pré-distorsion. Une

caractérisation de cette composante pour identifier ses imperfections est une tâche indispensable pour améliorer la qualité de correction de la pré-distorsion hybride.

En plus, le fait que l'enveloppe du signal d'entrée est captée par un détecteur logarithmique nous oblige à indexer les LUTs par la valeur de la puissance d'entrée exprimée en dBm dans le cas de la pré-distorsion hybride. Par contre, l'adressage des tables de correspondance dans la pré-distorsion en bande base, comme présenté dans le chapitre quatre, se fait en terme de voltage puisqu'elles sont indexées par la valeur $\sqrt{I^2 + Q^2}$. Dans la littérature, une indexation des LUTs selon l'amplitude du signal d'entrée permet une meilleure correction que celle obtenue par un adressage en fonction de la puissance du signal d'entrée. Ceci explique en partie la suprématie de la qualité de la linéarisation obtenue par la pré-distorsion en bande de base.

Le schéma de la pré-distorsion hybride, montré à la figure 5.1, inclut une ligne à délai qui sert à équilibrer le retard dans les deux branches. La valeur du délai dans cette ligne est relativement importante (dans notre cas cette valeur du délai est égale environ à 300ns) puisque les retards dans les deux branches sont assez distincts. Elle dépend essentiellement de la rapidité et la complexité de la fonction implémentée dans le FPGA en plus de la rapidité des convertisseurs ADC et DAC et le temps de réponse des circuits de conditionnement des signaux analogiques. Une telle ligne entraîne des pertes d'insertion qui nécessitent un amplificateur pour les compenser.

CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

Les systèmes de communications radio actuels bénéficient d'une efficacité spectrale élevée attribuée à l'apparition de nouvelles techniques de modulation numérique telle que Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) et Code Division Multiple Access (CDMA). En revanche, ces techniques exigent des transmetteurs linéaires puisqu'elles entraînent une variation d'enveloppe très élevée. Par surcroît, ces systèmes requièrent une efficacité énergétique afin d'augmenter l'autonomie de batterie dans le cas des téléphones mobiles et réduire le coût de l'exploitation des stations de base (coût de climatisation et d'électricité). Pour cela, les concepteurs des transmetteurs radio recourent couramment aux techniques de linéarisation des amplificateurs de puissance RF non-linéaires et efficaces. Dans le premier chapitre, nous avons survolé les différentes approches de linéarisation qui existent déjà tout en soulignant les pour et les contre de chacune. Parmi ces approches, les techniques de postcompensation et de pré-distorsion analogique sont les plus connues et déployées respectivement dans les communications sans fil et par satellites. La méthode de rétroaction cartésienne retient de plus en plus d'attention pour les communications à bande étroite (EDGE). Contrairement à ces méthodes, la pré-distorsion numérique, basée sur les tables de correspondances, RF ou en bande base, l'EER et le LINC ne sont pas encore bien établis. Malgré la bonne compréhensibilité de leurs concepts, les efforts consacrés à la réalisation de prototypes ont été entravés par les difficultés de leurs implémentations repoussant, par conséquent, leurs déploiements.

D'une part, le développement de la méthode EER piétine en grande partie faute de convertisseurs de tension DC/DC de haute puissance et rapides. D'autres partent, malgré l'ingéniosité de la méthode LINC dans la manière d'éviter complètement les caractéristiques non linéaires des amplificateurs, elle souffre de son inapplication dans un contexte de signaux à enveloppe très variable puisqu'elle amène à une efficacité énergétique moyenne faible.

Les deux techniques de pré-distorsion numérique, en bande de base et RF, possèdent des propriétés concurrentielles qui ont motivé cette recherche. D'une part, elles disposent d'une bonne capacité de correction des non-linéarités des APRFs avec une stabilité inconditionnelle (boucle ouverte). D'autres parts, elles sont moins complexes et moins coûteuses comparer aux autres méthodes de linéarisation. En outre, elles s'apprêtent bien aux technologies de circuits à grande intégration.

Dans ce travail nous nous sommes intéressés aux problèmes liés à la caractérisation, modélisation, et linéarisation par pré-distorsion numérique des amplificateurs de puissance radiofréquences sans et avec mémoire.

La conception d'un amplificateur de puissance, qui convient aux stations de base des communications sans fil de troisième génération, fut la première étape de ce projet. Cet amplificateur opère en class AB avec un gain, en petit signal, égal à 58 dB et une puissance P1dB égale à 90 Watt (valeur à crête). Il a servi comme circuit sous test dans les différentes étapes du présent travail.

Un banc de test versatile, précis et automatisé a été monté, par la suite, pour la caractérisation instantanée des amplificateurs de puissance radiofréquences. L'APRF sous test, a été alimenté par des signaux modulés selon les standards de communications actuels (CDMA, muti-tonalités) pour l'opérer dans des conditions d'opération similaires à celles rencontrées dans la réalité. Les résultats des mesures effectuées nous ont permis de conclure à l'imprécision de la caractérisation statique des APRFs utilisant un analyseur de réseaux vectoriels en mode de balayage de puissance traditionnellement employée. Nous avons exploité, également, la versatilité des mesures temporelles pour mettre en évidence certains phénomènes qui se manifestent dans le comportement des APRFs, tel que le phénomène d'hystérésis.

Une étude exhaustive des effets de mémoire qui influencent le comportement des amplificateurs de puissance radiofréquence et limitent par conséquent les performances des techniques de linéarisation, a été effectuée. En conséquence, nous avons augmenté le modèle polynomial sans mémoire pour inclure les effets de mémoire électrique et électrothermique. La concordance entre les formes d'ondes issues des simulations et celles mesurées nous a permis de conclure à la bonne capacité de prédiction du modèle comportemental avec mémoire de l'amplificateur sous test. L'identification des effets électrothermique, pour la première fois, comme une source additionnelle de non-linéarité dans le comportement des APRFs nous a permis également d'expliquer le mécanisme derrière la dépendance du niveau des produits d'intermodulation d'ordre trois, dans le cas d'une excitation de type deux tonalités, de l'espacement fréquentiel. L'analyse des

différentes sources des effets de mémoire en utilisant les modèles développés nous a amenés à conclure à l'insensibilité des APRFs au comportement électrothermique des transistors lorsqu'ils sont alimentés avec des signaux large bande comme le cas des signaux CDMA2000, WCDMA, etc. Par contre, cet effet influence grandement le comportement des APRFs excités avec des signaux bande étroite tels que les signaux EDGE-GSM. Une nette augmentation du module du vecteur d'erreur (EVM) à la sortie de l'amplificateur sous test attribuée au comportement thermique a été observée. L'augmentation de la fonction de pré-distorsion sans mémoire par une compensation des effets de mémoire thermiques nous a permis de réduire la valeur de l'EVM à une valeur plus acceptable. Par ailleurs, les mêmes APRFs sont plus concernés par les effets de mémoires électriques lorsqu'ils sont alimentés par les signaux large-bande.

Pour linéariser l'APRF sous test, nous avons proposé deux différentes architectures de pré-distorsion numérique appliquées aux signaux respectivement en bande base et radiofréquences. Contrairement aux autres travaux, la procédure de synthèse du contenu des tables de correspondance dans les deux architectures a été effectuée en une seule itération, en profitant de la précision des caractéristiques AM/AM et AM/PM obtenues de l'APRF. De plus, l'ajustement de l'amplitude et de la phase du signal d'entrée, pour compenser la compression introduite par l'amplificateur, se fait en un seul cycle d'horloge, contrairement aux travaux antérieurs qui nécessitent deux cycles. Par conséquence, nous avons divisé par deux la vitesse d'exécution du processeur, qui réalise la fonction de pré-distorsion, requise pour une opération temps réel de la fonction de pré-

distorsion. Les performances de ces fonctions ont été évaluées en terme de réduction du niveau de l'émission hors bande de l'amplificateur pour un même point d'opération en puissance à la sortie. Des signaux d'excitation large bande et à facteur de crête (CF) élevé tels que les signaux CDMA2000 ($B=3.6864$ MHz, $CF=9.7$ dB), huit-tonalités avec un espacement de 500KHz ($CF=9$ dB) et WCDMA ($B=3.8464$ MHz, $CF=8.7$ dB) ont été employés dans l'étape de validation. Une réduction d'environ 10 dB des niveaux d'émission en canaux adjacents a été obtenue pour une excitation de type CDMA2000 et WCDMA. Une meilleure réduction, de l'ordre de 20 dB, a été achevée pour des signaux d'entrée de type deux et huit tonalités.

Deux prototypes ont été réalisés pour implémenter et évaluer les fonctions de pré-distorsion proposées. Pour cela, nous avons dû utiliser des cartes de développements de processeur de traitement de signaux numériques (DSP) et des réseaux pré-diffusés programmables (FPGA) en plus des modules radiofréquences et des cartes d'interface et de conditionnement des signaux analogiques.

TRAVAUX FUTURS

La réduction du niveau d'émission en bandes adjacentes accomplie, de l'ordre de 10dB avec des signaux modulés (UMTS), pourrait être améliorée en perfectionnant certains aspects dans la réalisation des fonctions de pré-distorsion. Par exemple, l'opération d'ajustement de l'amplitude et de la phase du signal, réalisé par un modulateur vectoriel RF, nécessite une correction des imperfections de ce dernier qui compromettent la qualité de linéarisation dans le cas de la pré-distorsion hybride. Le détecteur

d'enveloppe utilisé dans la fonction de pré-distorsion hybride pourrait être échangé par une cascade de mélangeurs, un convertisseur A/D et un récepteur numérique pour déduire le niveau du signal d'entrée. Ceci permettra un adressage des LUTs en tension par exemple pour améliorer la qualité de linéarisation. Par surcroît, ceci rendra possible l'adressage non uniforme des tables de correspondance, dans le cas de pré-distorsion hybride, qui a démontré une meilleure capacité de linéarisation. L'application de ce type d'adressage pourrait être également bénéfique pour la pré-distorsion en bande base. L'utilisation du récepteur numérique, à la place du détecteur d'enveloppe, rendra également possible l'inclusion de la compensation des effets de mémoire dans la fonction de pré-distorsion hybride.

L'intégration de la fonction de pré-distorsion hybride en utilisant la technologie des circuits RFIC permettra également d'améliorer les performances. Ceci permet de minimiser le délai de la ligne à retard utilisée pour compenser le déséquilibre entre les deux branches de la fonction de pré-distorsion. Les pertes dans cette ligne requièrent l'utilisation d'un amplificateur impliquant une augmentation de la figure de bruit de la fonction de pré-distorsion hybride.

Dans ce travail, nous avons démontré la capacité de correction des fonctions de pré-distorsion, numériques en bande de base et hybride. Cependant, ces fonctions n'aboutissent pas pour autant à une grande amélioration de l'efficacité énergétique. En effet, l'application de la technique de pré-distorsion à un signal modulé implique l'augmentation du rapport puissance de crête sur puissance moyenne (*Crest Factor CF*)

puisqu'elle introduit une expansion du gain pour compenser la compression du gain de l'APRF. Cette augmentation du rapport CF limite la réduction du recul de puissance (*Power Backoff*) et par conséquent restreint l'accomplissement de la pré-distorsion en termes d'amélioration de l'efficacité énergétique. La combinaison de la pré-distorsion avec les techniques de conception des APRFs à grande efficacité énergétique telle que le Doherty, le LINC et les amplificateurs à commutation (classe D, E, S) a un grand potentiel. Ceci impliquerait une augmentation de la complexité nécessitant un effort supplémentaire dans la conception au niveau composant (*device level*).

Les résultats obtenus dans ce travail pourraient trouver leurs applications directes dans la conception des transmetteurs du type MIMO (Multiple Input Multiple Output) dont l'apport en termes d'accroissement de la vitesse de communication est accompagné par une plus importante sensibilité aux non-linéarités.

La figure ci-dessous montre une architecture de transmetteur radiofréquence dit intelligent que nous estimons la plus complète. En effet, dans cette architecture, composée de deux modules : (i) processeur de traitement en bande base et (ii) des circuits radiofréquences. Cette architecture nécessitera une méthodologie de conception non conventionnelle puisqu'elle nécessite la convergence des outils de conception habituellement dissociés à savoir : les outils de conception (i) des circuits à grande intégration (FPGA, ASIC), (ii) des circuits radiofréquences intégrés (*Radio Frequency Integrated Circuits*), (iii) des algorithmes de traitement de signaux (*Digital Signal Processor*). Dans la figure ci-dessous, montre deux branches d'amplification pour une

possible implémentation d'un amplificateur de type LINC ou Doherty avec une intégration des fonctions de pré-distorsion, de séparation et de modulation dans le processeur de traitement de signaux en bande de base. Dans cette architecture un signal de contrôle de la polarisation des transistors de puissance est prévu pour une polarisation dynamique permettant l'amélioration de l'efficacité énergétique.

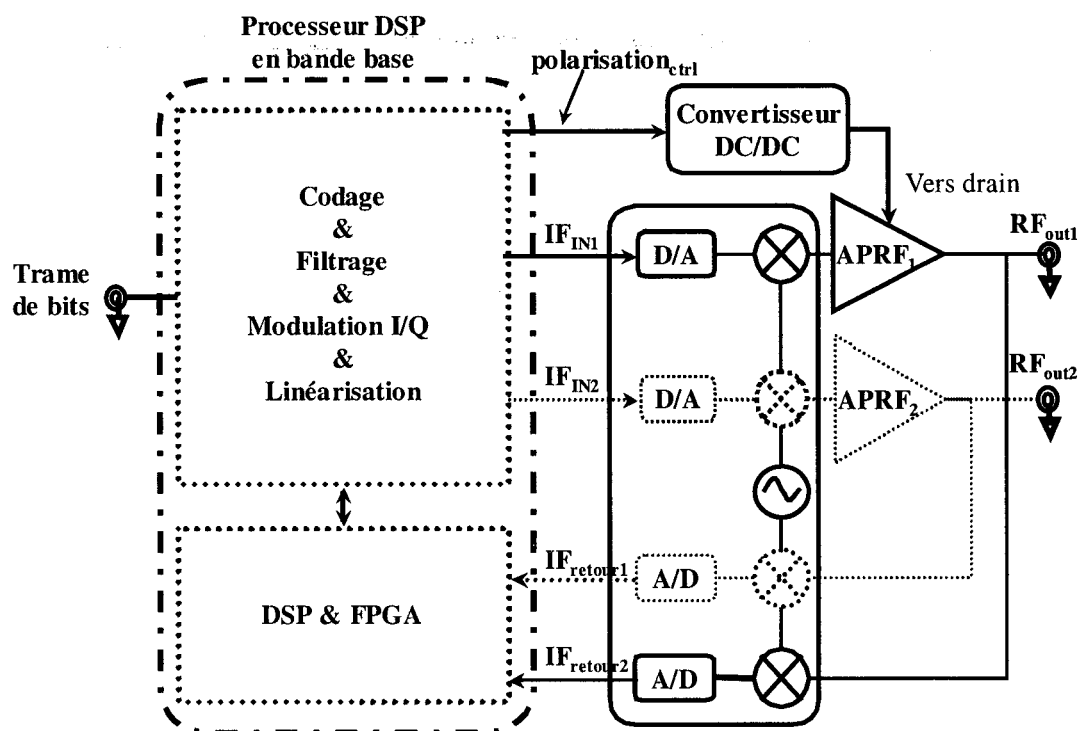


Figure 6. 1 : Architecture proposée du transmetteur.

RÉFÉRENCES

- [1] FULTON, F.F. 1973. «Two-Tone Nonlinearity Testing - The Intercept Point». *Microwave Symposium Digest. G-MTT International*: June, 1973. 73. P. 112 –112.
- [2] CLARK C.J., SILVA, C.P., MOULTHROP, A.A., MUHA, M.S. 2002. «Power-amplifier characterization using a two-tone measurement technique». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50:6. P. 1590–1602.
- [3] HAOBO, Lai, BAR-NESS, Y. 2001. «A new predistorter design for nonlinear power amplifiers using the minimum distortion power polynomial model (MDP-PM)». 54th *IEEE Vehicular Technology Conference*: 7-11 October, 2001. 4. P. 2216-2220.
- [4] SALEH, A. 1981. «Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers». *IEEE Transactions on Communications* : Nov 1981. 29:11. P. 1715 –1720.
- [5] SALEH, A. 1982. «Intermodulation Analysis of FDMA Satellite Systems Employing Compensated and Uncompensated TWT's». *IEEE Transactions on Communications* : May, 1982.30:5. P. 1233-1242.
- [6] NARAYANAN, S. 1967. «Transistor distortion analysis using Volterra series representation». *Bell System Technical journal*: May-June, 1967. 46. P. 991-1024.
- [7] LAW, C.L., AITCHISON, C.S. 1986 «Prediction of Wideband Power Performance of MESFET Devices Using the Volterra Series Representation». *International Microwave Symposium Digest* : 2 Jun 1986. 86:1. P. 487–489.

- [8] BEDROSIAN, E., RICE, S. 1971. «The output properties of volterra systems (nonlinear systems with memory) driven by harmonic and gaussian inputs». *IEEE Proceeding*. 59. P. 1688–1707.
- [9] MASS, S. 2003. «Volterra Methods for Behavioral Modeling». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Workshop*: June 2003, Philadelphia.
- [10] HEISKANEN, A., AIKIO, J., RAHKONEN, T. 2003. «A 5th order volterra study of a 30W LDMOS power amplifier». *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*: May 25 - 28, 2003. 4. P. 616 –619.
- [11] IBENKAHLA, M. 1996. Réseaux de Neurones: Nouvelles Structures et Applications aux Communications Numériques Par Satellite. 281p. Thèse de doctorat en traitement du signal. Institut National Polytechnique de Toulouse, France.
- [12] KRUSIENSKI, D.J., JENKINS, K. 2001. «Comparative analysis of neural network filters and adaptive Volterra filters ». 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems Proceedings: 14-17 Aug., 2001. 1. P. 49 –52.
- [13] HORNIK, K., MAXWELL, S., and WHITE, Halbert. 1989. «Multilayer Feedforward Networks are Universal Approximators». *IEEE Transactions on Neural Networks*. 2. P. 359-366,
- [14] CYBENKO, G. «Approximation by superposition of a single function». *IEEE Transactions on Mathematics of Control, Signals and Systems*. 2. P.303-314, 1989.
- [15] ZHANG, Q.J. 2003. «Artificial Neural Networks». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Workshop*: June 2003, Philadelphia.

- [16] BLACK H. S. Oct 1929. «Translating System». Brevet american 1 686 792.
- [17] KENINGTON, P.B., WILKINSON, R.J., MARVILL, J.D. 1991. «A multi-carrier amplifier for future mobile communications systems». *Sixth International Conference on Mobile Radio and Personal Communications*: December 9-11, 1991. P. 151–156.
- [18] KENINGTON, P.B., WILKINSON, R.J., MARVILL, J.D. 1991. «Broadband linear amplifier design for a PCN base-station». *41th IEEE Vehicular Technology Conference*: May 19-22, 1991, St. Louis. P. 155 –160.
- [19] MYER, D. P. 1994. «A multicarrier feedforward amplifier design», *Microwave journal*, Oct 1994. P. 78-88.
- [20] STEWART, R.D., TUSUBIRA, F. F. 1988. «Feedforward linearisation of 950 MHz amplifiers». *IEE Proceedings on Microwaves Antennas and Propagation*: October, 1988. 135:5. P. 347–350.
- [21] WILKINSON, R. J., KENINGTON, P. B. 1992. «Specification of error amplifiers for use in feedforward transmitters». *IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems*: August, 1992. 139:4. P. 477–480.
- [22] PARSONS, K.J., KENINGTON, P. B. 1994. «Effect of delay mismatch on a feedforward amplifier». *IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems*: April, 1994. 141:2. P. 140–144.

- [23] MEYER, R.G., ESCHENBACH, R. Jr., EDGERLEY, W.M. 1974. «A wide-band feedforward amplifier». *IEEE Journal of Solid-State Circuits*: December, 1974. 9:6. P. 422–428.
- [24] PARSONS, K.J., KENINGTON, P. B., MCGEEHAN, J. P. 1994. «Effecient linearisation of RF power amplifiers for wideband applications». *IEE Colloquim on Linear RF Amplifiers and Transmitters*: April, 1994. P. 7–17.
- [25] OBERSMANN, M. G. and LONG, J. F. Sept, 1991. «Feedforward distortion minimization circuit». Brevet American 5 051 704.
- [26] NARAHASHI, S., NOJIMA, T. 1991. «Extremely low-distortion multi-carrier amplifier-self-adjusting feed-forward (SAFF) amplifier». *IEEE International Communications Conference*: 23-26 June, 1991. 3. P. 1485–1490.
- [27] CHAPMAN, R. H. and TURNEY, W. J. September 1991. «Feedforward distortion cancellation circuit». Brevet American 5 051 704 24.
- [28] KENINGTON, P. B., BEACH, M. A., MCGEEHAN, J. P. August 1994. «Apparatus and method for reducing distortion in amplification». Brevet American 5 334 946 2.
- [29] OLVER, T. E. December 1985. «Adaptive feedforward cancellation technique that is effective in reducing amplifier harmonic distortion products as well as intermodulation distortion products». Brevet American 4 60 945 24.
- [30] KENINGTON, P. B. 1992. «Effeciency of feedforward amplifiers», *IEE Proceeding-G*: October, 1992. 39:5. P. 591-593.

- [31] PARSONS, K.J., KENINGTON, P. B. 1994. «The efficiency of feedforward amplifiers with delay loss», *IEEE Transactions on Vehicular Technology*: May 1994. 43:2. P. 407–412.
- [32] DIXON, J. P. 1986. «A solid state amplifier with feedforward correction for linear single sideband applications». *Proceeding of IEEE International Conference on Communications*: June 22-25, 1986, Toronto. P. 728-732.
- [33] JOHANSSON, M., MATTSSON, T. 1991. «Linearised high-efficiency power amplifier for PCN», *Electronics Letters*: 25 April, 1991. 27:9. P. 762–764.
- [34] PETROVIC, V. 1983. «Reduction of spurious emission from radio transmitters by means of modulation feedback». *IEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques*: September, 1983. P. 44-49.
- [35] NOJIMA, T., MURASE, T., IMAI, N. 1985. «The design of predistortion linearization circuit for high-level modulation radio systems», *IEEE Global Telecommunications Conference Proceeding*: December 1985. P. 1466-1471.
- [36] NOJIMA, T., KONNO, T. 1985. «Cubic predistortion linearizer for relay equipment in 800 MHz band land mobile telephone system». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 34:4. P. 169-177.
- [37] SATOH, G., MIZUNO, T. 1983. «Impact of a New TWTA Linearizer Upon QPSK/TDMA Transmission Performance». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1:1. P. 39–45.

- [38] STAPLETON, S.P., CAVERS, J.K. 1991. «A new technique for adaptation of linearizing predistorters». *Proceeding of the 41th IEEE Vehicular Technology Conference*: 19-22 May, 1991. P. 753–758.
- [39] NAGATA, Y. 1989. «Linear amplification technique for digital mobile communications». *39th of the IEEE Vehicular Technology Conference*: 1-3 May, 1989. 1. 159–164.
- [40] FAULKNER, M., MATTSON, T., Yates, W. 1990. «Adaptive linearization using predistortion». *40th of the IEEE Vehicular Technology Conference*: May, 1990. P. 35-40.
- [41] FAULKNER, M., JOHANSSON, M. 1994. «Adaptive linearization using predistortion-experimental results». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*: May 1994. 43:2. P. 323–332.
- [42] CAVERS, J.K. 1990. «A linearizing predistorter with fast adaptation». *IEEE 40th of the Vehicular Technology Conference*: 6-9 May, 1990. P. 41–47.
- [43] CAVERS, J.K. 1990. «Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*: November, 1990. 39:4. P. 374–382.
- [44] COX, D. 1974. «Linear Amplification with Nonlinear». *IEEE Transactions on Communications*: December, 1974. 22:12. P. 1942–1945.

- [45] RUSTAKO, A., YEH, Y. 1976. «A Wide-Band Phase-Feedback Inverse-Sine Phase Modulator with Application Toward a LINC Amplifier». *IEEE Transactions on Communications*: October, 1976. 24:10. P.1139 –1143.
- [46] CASADEVALL, F. J. February 1990. «The LINC transmitter». RF design journal. P. 41-48.
- [47] HETZEL, S.A., BATEMAN, A., MCGEEHAN, J.P. 1991. «LINC transmitter». *Electronics Letters*: 9 May 1991. 27:10. P. 844–846.
- [48] SUNDSTROM, L. 1995. «Automatic adjustment of gain and phase imbalances in LINC transmitters». *Electronics Letters*: 2 Feb, 1995. 31:3. P. 155–156.
- [49] TOMISATO, S., CHIBA, K., MUROTA K. 1989. «Phase error free LINC modulator». *Electronics Letters*: 27 Apr, 1989, 25:9. P. 576–577.
- [50] KAHN, L. R. 1952. «Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration». *IRE Proceeding*: July, 1952. 40. P. 803-806.
- [51] MOULTHROP, A. A., CLARK, C. J., SILVA, C. P., and MUHA, M. S. 1997. «A dynamic AM/AM and AM/PM Measurement Technique». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*: 8-13 June1997, Denver, Colorado. 3. P.1455-1458.
- [52] HEUTMAKER, M. S., WELCH, J. R. and WU, E. 1997. «Using Digital Modulation to Measure and Model RF Amplifier Distortion». *Applied Microwave & Wireless*: March/April 1997. P. 34-39,.

- [53] ANDERSON, Olav, MALMLÖF, Peter, WISELL, David. 2000. «Nonlinear Characterization of Multiple Carrier Power Amplifiers». *56th ARFTG conference Digest*: Nov 30th and Dec 1st, 2000, Boulder, Arizona. P. 111-118.
- [54] YANG. Y., YI. J., NAM J., KIM. B., and PARK M. 2001. «Measurement of two-transfer characteristics of high-Power Amplifier». *IEEE Trans. On Microwave theory and Tech* : March, 2001. 49:3. P. 568-571.
- [55] VUOLEVI, J. H. K., RAHKONEN, T. and MANNIEN, J. P. A. 2001. «Measurement Technique for characterizing Memory effects in RF Power Amplifier». *IEEE Trans. On Microwave theory and Tech.*: August, 2001. 49:8. P. 1383-1389.
- [56] KENNEY, J. S., WOO, W., DING, L., RAICH, R., KU, H. and ZHOU, G. T. 2001. «The Impact of Memory Effects on Predistortion Linearization of RF Power Amplifiers». *International Symposium on Microwave and Optical Technology proceeding*: June 19-23, 2001, Montreal, Canada. P. 339-343.
- [57] BOUMAIZA, S.; GHANNOUCHI, F.M. 2002. «Realistic power-amplifiers characterization with application to baseband digital predistortion for 3G base stations». *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*: Dec 2002. 50. P. 3016 –3021.
- [58] BOSCH, W., and GATTI, G. 1989. «Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers». *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*: Dec. 1989. 37:12. P. 1885 -1890.
- [59] WAMBACQ, P. and SANSEN, W. 1998. «Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits». Norwell, MA: Kluwer. 648p.

- [60] VUOLEVI, J. 2001. Analysis, Measurement and Calculation of the Bandwidth and Amplitude Dependence of Intermodulation Distortion in Rf Power Amplifier. 135p. Thesis of doctorat, electrical Engineering. University of Oulu. Finland.
- [61] SKADRON, K., ABDELZAHER, T., and STAN, M. R. 2002. «Control-theoretic techniques and thermal-RC modeling for accurate and localized dynamic thermal management». *IEEE Proceeding, Eighth International Symp. on High-Performance Computer Architecture*. P. 12-23.
- [62] RABANY, Antoine, NGUYEN, Long and RICE, Dave. 2003. «Memory Effect Reduction for LDMOS Bias Circuits». *Microwave Journal*: Feb 2003. P. 124-30.
- [63] STAPLETON, S. P., and COSTESCU, F. C. 1992. «An Adaptive Predistorter for Power Amplifier Based on Adjacent Channel Emissions». *IEEE Trans. On Vehicular Technology*: Feb. 1992. 41:1. P. 49-56.
- [64] JECKELN, E.G., BEAUREGARD, F., SAWAN, M.A., F GHANNOUCHI. M., «Adaptive baseband/RF predistorter for power amplifiers through instantaneous AM-AM and AM-PM characterization using digital receivers». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*: June 2000, Boston. 1.1. P. 489 -492.
- [65] KIM, J., KONSTANTINOU, K. 2001. «Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory». *Electronics Letters*: Nov 2001. 37:23. P. 1417-1418.

- [66] VUOLEVI, J., MANNINEN, J., RAHKONEN, T. 2001. «Canceling the memory effects in RF power amplifiers». *International Symposium on Circuits and Systems*: 6-9 May, 2001. 1. P. 50-60.
- [67] VUOLEVI, J., MANNINEN, J., RAHKONEN, T. 2001. «Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique». *Radio and Wireless Conference Digest*: Aug. 2001. P. 257-260.
- [68] GHANNOUCHI, F. M., TOUIMER, S., BEAUREGARD, F., EDILLOIS Franc. and KOUKI, A. B. July 2001. «Temperature compensated and digitally controlled amplitude and phase channel amplifier linearizer for multi-carrier amplification systems ». Brevet american 1 686 792.
- [69] PARK, Chan-Wang, BEAUREGARD, F., CARANGELO, G., GHANNOUCHI, F.M. 2001. «An independently controllable AM/AM and AM/PM predistortion linearizer for cdma2000 multicarrier applications». *IEEE Radio and Wireless Conference*: 19-22 Aug. 2001. P. 53 -56

ANNEXES

Annexe 1 : Article publié au journal microwave theory and techniques transaction
(décembre 2002).

Realistic Power-Amplifiers Characterization With Application to Baseband Digital Predistortion for 3G Base Stations

Slim Boumaiza, *Student Member, IEEE*, and Fadhel M. Ghannouchi, *Senior Member, IEEE*

Abstract—In this paper, a realistic, accurate, versatile, and thermal-free complex behavior test bed suitable for third-generation power-amplifiers characterization is proposed. Using this approach, a 90-W peak power amplifier based on Motorola-LDMOS class-AB transistors was measured under several signal excitations such as W-CDMA, CDMA2000, and eight-tone signals. The results obtained show noticeable discrepancies compared to those measured using vector network analyzer (HP-8510C) for both AM/AM and AM/PM curves. This test bed was also used for the investigation of the memory effect in RF power amplifiers. In Section II of this paper, the characterization results obtained by the test bed were used to design a digital predistorter for an LDMOS amplifier. A baseband predistortion accurate synthesis algorithm is presented. Indeed, a memoryless baseband digital predistorter lookup table was directly synthesized using the measured AM/AM and AM/PM curves without any need to perform additional analytical derivations and/or numerical optimizations. The predistorter synthesis procedure requires only one iteration, contrary to previous works, which need several iterations to obtain similar performances. This constitutes an important contribution to the digital predistortion technology. The measurement results, under different signal excitations such as CDMA2000, multitone, etc., show great improvement of the out-of-band spectrum regrowth at the high-power-amplifier output.

Index Terms—Distortion, measurements, memoryless pre-distortion, microwave power amplifier, third-generation (3G) applications.

I. INTRODUCTION

HIGH-POWER RF amplifier characterization and modeling has been a subject of study over the last few years. This is mainly driven by the need of a precise behavior model, which represents the nonlinearity of the high power amplifiers (HPAs) and linearizers. This necessity is overwhelming in the new wireless communications applications, where power amplifiers are driven by wide-band digital modulated signals with high peak-to-average power ratio such as third-generation (3G) applications signals.

Mouthrop *et al.* [1] have presented a dynamic measurement method based on two-tone intermodulation calculation to solve

the insufficient accuracy in the static method based on continuous wave (CW) signal sweep in the case of varying envelope signals. However, a nonlinearity characterization method [2], exploiting the similarity between a two-tone test and a binary phase-shift keying (BPSK) signal test, indicated dependency of the nonlinearity model on the data rate of the signal applied to the input of the power amplifier. Moreover, it has already been shown [3] that there is a significant difference between pulsed, multitone, and CW measurements when applied to an LDMOS power amplifier.

Therefore, the measured results depend strongly on the input signal. This indicates that it is essential to characterize the power amplifier, in conditions as close to real-life operation as possible, to be able to predict its distortions with accuracy.

The benefits of such precise HPA characterization are especially useful for an accurate HPA's linearizer synthesis. Several linearization techniques such as predistortion, feed-forward, Cartesian feedback, envelope elimination and restoration (EE&R) are used to realize a tradeoff between power efficiency and linearity of the HPA under high varying amplitude input signals. The digital baseband predistortion technique is perceived to be the most suitable and cost-effective linearization technique in the context of 3G wireless signals. This technique takes advantage of the advances of high-speed digital-signal processors and field-programmable gate array (FPGA) technology.

Reference [4] proposed a memoryless baseband mapping predistorter that maps the lookup table (LUT) content in the complex plane. In spite of the low computational load, the iterative algorithm presented for table entry updating has several drawbacks. In fact, the algorithm performances in term of convergence suffer from the dependency on the power output backoff and from the sensitivity to the phase-shifter precision used in the feedback loop. Moreover, the large number of table entries (10^6 complex values) implies a slow convergence, especially in the case of channel switching that imposes a reconvergence. Reference [5] proposed a gain-based predistorter that uses a one-dimensional LUT indexed by the instantaneous input power. In such a way, the number of table entries was greatly reduced and, by consequence, so was the convergence time. The table entry updating was performed using a Secant adaptation method that performs quicker convergence than the linear method used in [4]. However, this algorithm implies a more computational load and it also suffers from the dependency of its convergence speed on the output power and especially near saturation power region. Reference [6] used out-of-band power detection and averaging

Manuscript received April 05, 2002; revised August 1, 2002. This work was supported in part by the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada. The work of S. Boumaiza was supported in part by the Tunisian University Mission, Montreal, QC, Canada.

The authors are with the Poly-Grames Research Center, Electrical Engineering Department, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada H3V-1A2 (e-mail: boumas@grmes.polymtl.ca; fadhel@grmes.polymtl.ca).

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2002.805139

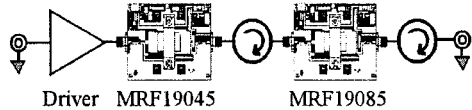


Fig. 1. 90-W peak power-amplifier line up.

at the HPA output for adaptive adjustment of the coefficients of the two polynomial functions that interpolate the HPA inverse nonlinearity. The adaptive algorithm used in this technique belongs to the direct search algorithms family that suffers from the low speed of convergence.

In conclusion, all previously cited studies use iterative methods for the predistorter adjustment to take in to account the HPA behavior variations. Even though they use different adaptation techniques, they all suffer from their slow convergence, in the context of 3G signals, since the table entries are adjusted one by one iteratively. Moreover, adaptive techniques using third- or fifth-order polynomial functions for the predistorter implementation are insufficient to accurately model the optimal predistorter function, especially in the case of class-AB amplifiers. These previous methods are not suitable for 3G wide-band signals since they will require very high-speed signal processors and may be difficult to realize in practice. Contrary to these approaches, [7] presented a first attempt to design an adaptive baseband/RF predistorter using AM/AM and AM/PM based on instantaneous HPA characterization. In this paper, a comprehensive and complete measurement-based predistortion synthesis technique is performed in one iteration.

This paper presents an automated, precise, and versatile test bed to characterize HPAs feed with a wide-band signal such as WCDMA and CDMA2000 (SR3). The characterization results obtained are directly used to synthesize a digital baseband predistorter in just one iteration without any need to perform any additional calculations for the HPA modeling and/or predistortion synthesis purposes.

This paper is organized as follows. In Section II, we first present the line up of the HPA used for measurements, along with details of this new proposed test bed. Following this, we analyze the results obtained from this test bed and compare them with those measured using a vector network analyzer (VNA) and a peak power analyzer (PPA). We will also present some measurements highlighting the memory-effect phenomenon in the behavior of the amplifier. In Section III, we describe the digital predistorter synthesis and implementation procedures based on AM/AM and AM/PM dynamic characterization of the HPA. The linearized HPA shows relatively very good improvement of the spectrum regrowth at its output.

II. POWER-AMPLIFIER CHARACTERIZATION

A. Test Circuit

A three-stage HPA for a wireless communication band of 1930–1990 MHz was designed and built for the purpose of this study, as shown in Fig. 1. Its final stage uses a 20-W average class-AB power amplifier (Motorola LDMOS MRF19085). The second stage is built on the LDMOS MRF19045 amplifier. The first stage is used as a gain block to drive the two other stages.

The overall small-signal gain of this lineup is 58 dB. The HPA peak output power at 1-dB gain compression is approximately 49 dBm.

B. Test Setup

Fig. 2 shows the proposed test-bed configuration. It includes the vector signal generator (SMIQ) in combination with in-phase/quadrature (I/Q) modulation generator (AMIQ). Software used to generate the test signal is WinIQSIM (version 3.6) from Rohde and Schwarz and Advanced Design System from Agilent Technologies. In fact, a CDMA-2000-SR3 (direct spread) signal is first synthesized with the ADS CDMA2K library. The synthesized signal, with a crest factor equal to 9.69 dB, is then uploaded to the AMIQ. The up-converted output signal of the SMIQ is then fed to the HPA for characterization purposes. The SMIQ-B47 option that consists of baseband filters is used for an enhancement of the generated signals adjacent-channel power ratio (ACPR). Fig. 3 shows the double-channel down-converter used to translate input and output signals to an IF. The down-converter has to be designed carefully in order to get the quasi-same complex mixing function in the two paths. Moreover, an external IF calibration may be applied to compensate for the frequency-translating devices unbalance effects between the two paths. The IF1 and IF2 outputs of the down-converter feed the two baseband channels of the vector signal analyzer (VSA) 89610B. A 20-MHz IF frequency is chosen in order to exploit the full 40-MHz bandwidth of the VSA. A laptop in this test bed is used to run the vector signal analysis software for the acquisition of the two-channel baseband waveform signals. It also serves to capture the complex modulated signals at the input and output of the power amplifier. The delay calibration function of the VSA is exploited to compensate for the time lag between the two channels caused by the group delay of the device-under-test.

The characterization carrier frequency band of the test bed covers 200 MHz up to 3 GHz. This upper frequency can be further extended to millimeter frequency by just changing the mixer used for down-conversion purposes.

C. Measurement Results

Using the proposed test bed, several measurements have been made on the 90-W peak amplifier (20 W average). In the first step, we compared the measurements obtained using the proposed test bed with those obtained utilizing a PPA and a VNA. The signal used to derive the power amplifier for the experiment with the proposed test bed and the PPA is a forward link multicarrier ($3 \times$) CDMA 2000 signal with a 3.6864 Mc/s. The peak-to-average power ratio of this signal, at 0.001%, is 12.75 dB. Fig. 4 shows a good agreement between the test bed and PPA results in terms of the gain magnitude compression. Contrary to this, Figs. 4 and 5 demonstrate a significant difference of the gain magnitude and phase compression with those obtained with a VNA power-sweep CW measurements. The similarity of the magnitude gain compression measurement from the PPA and proposed test bed is due to the fact that the two setups perform an instantaneous characterization of the HPA. However, the phase information is absent in the PPA. The discrepancies between VNA results and those obtained using

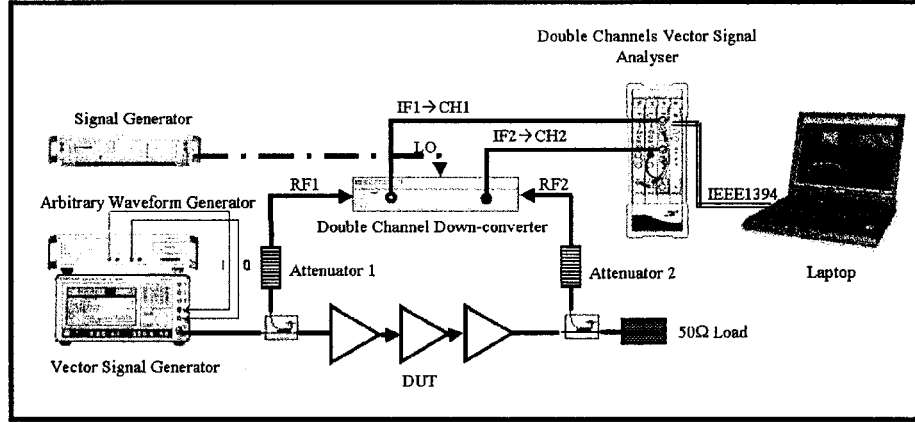


Fig. 2. Proposed test-bed block diagram.

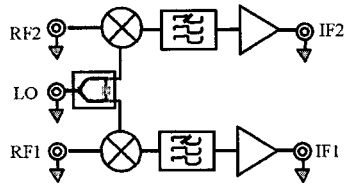


Fig. 3. Double-channel down-converter block diagram.

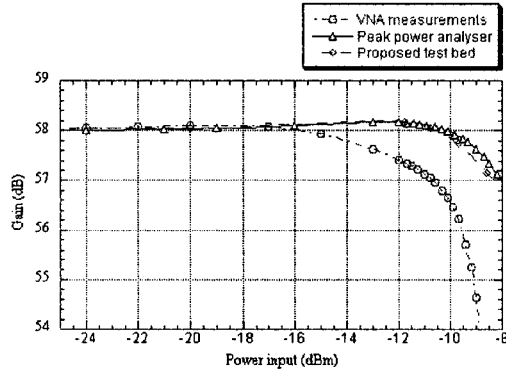


Fig. 4. Gain versus input power measurements with a VNA with a CW signal, PPA, and the proposed test bed with a CDMA 2000 signal.

the two previous methods are due to the long time sweep of the VNA. In addition to this, the amplifier is not supposed to support a high output power in the high nonlinearity region for a long time interval. This explains the high gain compression compared to the other results. The measured peak $P_{1\text{ dB}}$ of the test circuit obtained using the proposed test bed and the PPA is approximately 49 dBm. However, the value obtained by the VNA is approximately 46.5 dBm. This shows the inaccuracy of the traditional VNA gain compression measurements compared to instantaneous characterization results.

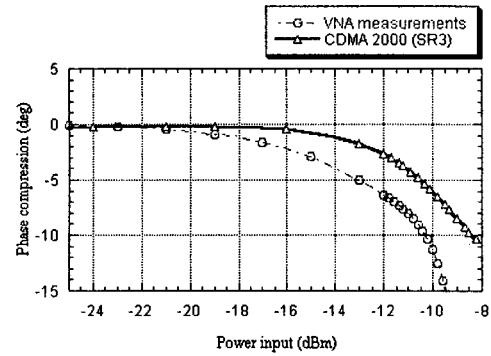


Fig. 5. Gain compression versus input power measurements using a VNA with a CW signal and the proposed test bed with CDMA 2000 signal.

The proposed test bed was also used to measure the complex gain compression of the PA for different signal excitations. In addition to the CDMA 2000 signal used in the previous experiments, we derived the test circuit with a forward WCDMA signal of 3.84 Mc/s having a crest factor equal to 13.35 dB, as well as with an eight-tone signal with 500-kHz spacing. Figs. 6 and 7 show, respectively, the magnitude and phase compression for the above three signals. We can observe the good agreement of the complex gain compression for the different excitations. The similarity of the power-amplifier behavior, when excited by three signals, can be explained by their high common crest factor. This crest factor implies a great variation of the signal envelope and, thus, a comparable operation condition.

This test has been used to study the memory effect in power-amplifier behavior as well. Usually, a two-tone signal is used to characterize this phenomenon [8] and [9]. However, this signal cannot derive the power amplifier in the high nonlinearity region because of its low peak-to-average power ratio. To visualize and measure the memory effects due to the HPA, a phase-aligned eight-tone signal, having a crest factor of approximately 9 dB, is used. Real-time capture of

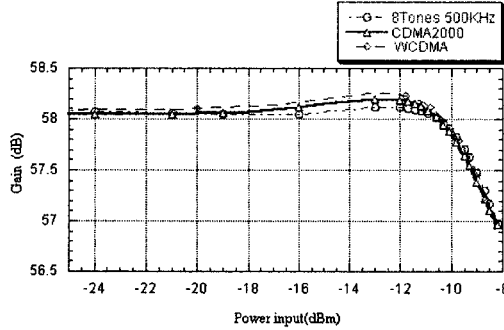


Fig. 6. Gain versus input power measurements for an eight-tone signal with 500-kHz spacing, CDMA2000 (SR3), and WCDMA.

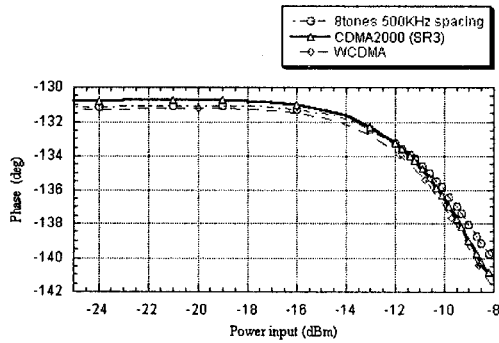


Fig. 7. Phase versus input power measurements for an eight-tone signal with 500-kHz spacing, CDMA2000 (SR3), and WCDMA.

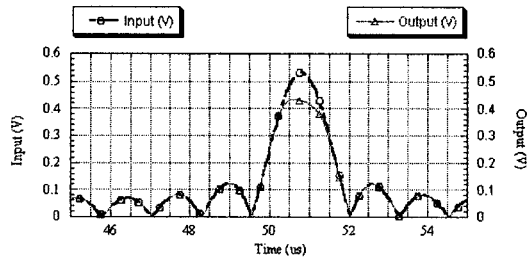


Fig. 8. Input and output waveforms for an eight-tone signal with 100-kHz spacing.

the waveforms at the input and output of the power HPA is carried on. Several experiments took place at different tone spacings of the driving signal. Figs. 8 and 9 show the input and output waveforms in the time domain of the power amplifier derived with an eight-tone signal with 100-kHz spacing and the output power versus input power for the same excitation signal, respectively. At this frequency spacing, a hysteresis is clearly observed. However, this phenomenon is not observed for an eight-tone signal with a 500-kHz spacing, as shown in Figs. 10 and 11. Other measurements made for other frequency spacing reveal the presence of this phenomenon for a spacing frequency between 20–130 kHz. This can be explained by a thermal

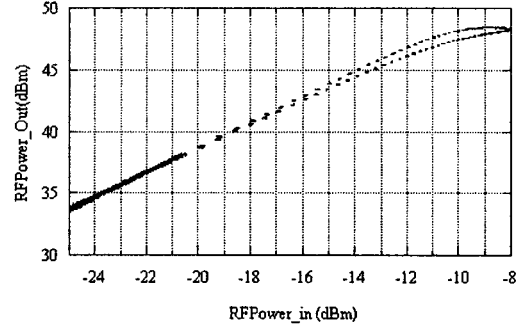


Fig. 9. Output power versus input power for an eight-tone signal with 100-kHz spacing.

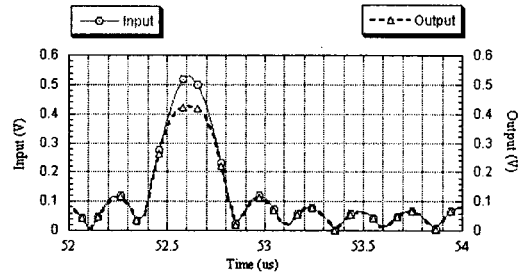


Fig. 10. Input and output waveforms for an eight-tone signal with 500-kHz spacing.

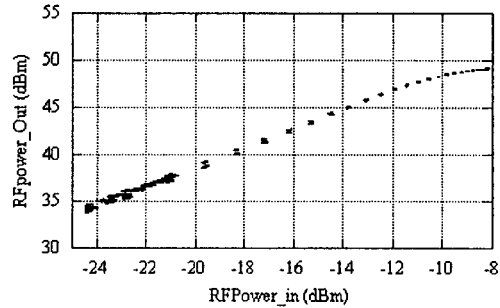


Fig. 11. Output power versus input power for an eight-tone signal with 500-kHz spacing.

memory effect, which is mostly present at low-frequency spacing [10].

III. MEMORYLESS DIGITAL BASEBAND PREDISTORTION

Given the obtained HPA characterization AM/AM and AM/PM results, the predistorter function is then deduced in just one step. Thus, the accuracy of the predistortion synthesis technique is directly linked to the accuracy of the instantaneous measured AM/AM and AM/PM characteristics. Fig. 12 illustrates the bloc diagram of the gain-based predistorter employed. Fig. 13 shows the predistorter AM/AM and AM/PM curves implemented with the LUT indexed with the squared magnitude of

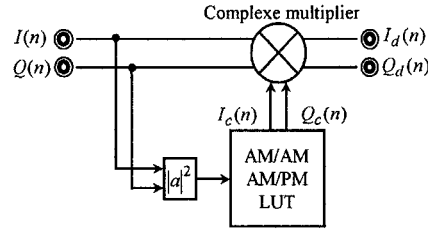


Fig. 12. Memoryless digital baseband predistorter.

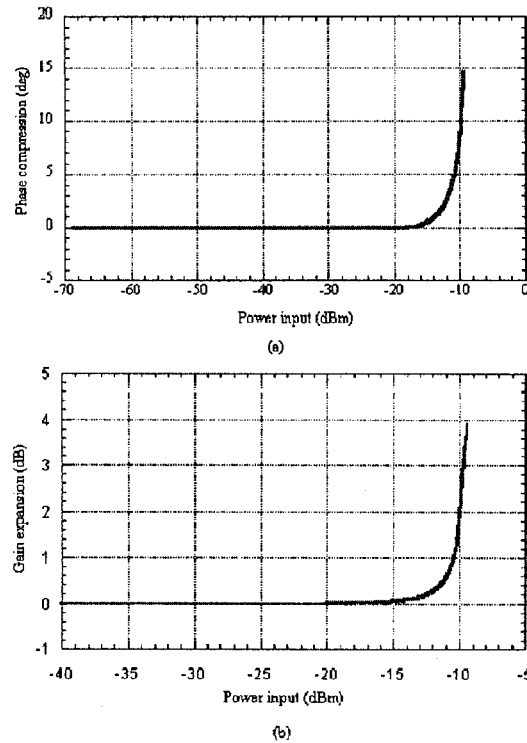


Fig. 13. Predistorter AM/AM and AM/PM curves.

the input signal. The validation of the synthesized predistorter LUT is carried on using Agilent ADS software RF/digital signal processing (DSP) simulation capabilities. ADS signal-generation libraries were used for signals syntheses. A single-carrier forward-link SR3 direct-spread RC6 radio configuration CDMA 2000 signal is used for the first experiment here. Its crest factor equal is equal to 9.69 dB. The synthesized predistorter LUT was used to generate a predistorted version of the synthesized signal. The predistortion function has implied an increasing crest factor. Thus, the predistorted signal, with a crest factor equal to 13.5 dB, is then uploaded to the AMIQ and the SMIQ to feed the power amplifier. Fig. 14 shows an HPA output signal spectrum with and without predistortion with an output peak envelope power equal to 49.3 dBm. The latter indicates significant reduction in the out-of-band emission at

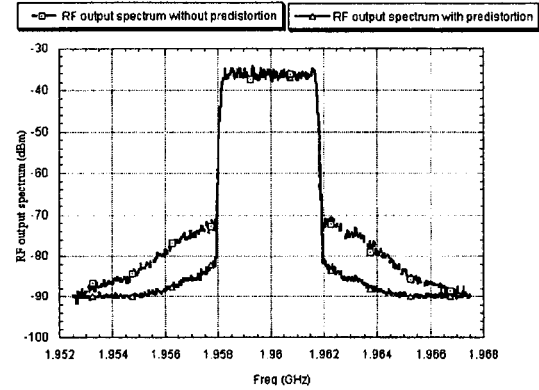


Fig. 14. HPA output spectrum with and without predistortion (PEP = 49.3 dBm) for a CDMA2000 input signal.

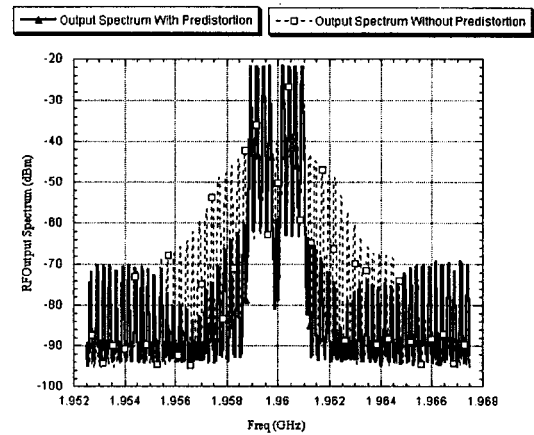


Fig. 15. HPA output spectrum with and without predistortion (PEP = 49.3 dBm) for an eight-tone input signal.

the linearized HPA output. The same experiments are repeated under a phase-aligned eight-tone signal with 500-kHz spacing (9-dB crest factor). Fig. 15 shows the measured HPA output signals spectrum with and without predistortion with a peak envelope power equal to 49.3 dBm. As we can observe in Fig. 15, the predistorter out-of-band improvement, in this case, is much more important. Theoretically, the HPA linearized output spectrum should be free from out-of-band emission as its original input signal spectrum. The limit of the quality of the linearization observed in the two experiments is due to three main factors. The first is the nonnegligible memory effect in the case of an HPA. The second is the quantization error. The last is the low-power-range distortion (small-signal gain variation) for class-AB operation. All these factors are not well taken into account in the predistorter implementation. The RF vector modulator impairments in the SMIQ vector signal generator used for signals generation may contribute to the limit of the linearization quality by introducing some distortion not taken into account.

IV. CONCLUSION

This paper has proposed an accurate complex-behavior capture test bed suitable for the characterization of power devices under realistic test conditions. The test bed was used to characterize a 90-W peak LDMOS amplifier under different modulated bandlimited signals. This test bed allows the thermal-free characterization of the amplifier over its whole power range. In addition, memory effects can be investigated using the developed test bed. In Section II, the characterization results have been used as an input to the one-iteration step predistorter synthesis procedure proposed in this paper. A memoryless baseband digital predistorter LUT was directly synthesized using the AM/AM and AM/PM measured curves. The predistorter synthesis procedure, in this study, was done in only one iteration that constitutes an important enhancement over previous published techniques that requires close-loop operation and multiiteration convergence synthesis procedures. The measured results, under different signal excitations (CDMA2000, multitones), show a great improvement of the out-of-band spectrum regrowth at the HPA output.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to acknowledge the assistance of Dr. C. W. Park, AmpliX Inc., Montréal, QC, Canada, in designing the power amplifier, as well as J. Gauthier, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, S. Dubé, École Polytechnique de Montréal, and R. Archambault, École Polytechnique de Montréal, for their technical and software supports.

REFERENCES

- [1] A. A. Moulthrop, C. J. Clark, C. P. Silva, and M. S. Muha, "A dynamic AM/AM and AM/PM measurement technique," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, Denver, CO, June 8–13, 1997, pp. 1455–1458.
- [2] M. S. Heutmaker, J. R. Welch, and E. Wu, "Using digital modulation to measure and model RF amplifier distortion," *Appl. Microwave & Wireless*, pp. 34–39, Mar.–Apr. 1997.
- [3] O. Anderson, P. Malmöf, and D. Wisell, "Nonlinear characterization of multiple carrier power amplifiers," in *56th ARFTG Conf. Dig.*, Boulder, CO, Nov.–Dec. 30–1, 2000, pp. 111–118.
- [4] Y. Nagata, "Linear amplification technique for digital mobile communications," in *IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, May 3–4, 1989, pp. 159–164.
- [5] J. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 374–382, Nov. 1990.
- [6] S. P. Stapleton and F. C. Costescu, "An adaptive predistorter for power amplifier based on adjacent channel emissions," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, pp. 49–56, Feb. 1992.
- [7] E. G. Jeckeln, F. Beauregard, M. A. Sawan, and F. M. Ghannouchi, "Adaptive baseband/RF predistorter for power amplifiers through instantaneous AM-AM and AM-PM characterization using digital receivers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, Boston, MA, June 2000, pp. 489–492.
- [8] Y. Yang, J. Yi, J. Nam, B. Kim, and M. Park, "Measurement of two-transfer characteristics of high-power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 568–571, Mar. 2001.
- [9] J. H. K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. A. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1383–1389, Aug. 2001.
- [10] J. S. Kenney, W. Woo, L. Ding, R. Raich, H. Ku, and G. T. Zhou, "The impact of memory effects on predistortion linearization of RF power amplifiers," in *Proc. ISMOT Int. Microwave Opt. Technol. Symp.*, Montreal, QC, Canada, June 19–23, 2001, pp. 339–343.



Slim Boumaiza (S'00) received the B.Eng. degree in electrical engineering from the École Nationale des Ingénieurs de Tunis, Tunis, Tunisia, in 1997, the M.Sc.A. degree from the École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, in 1999, and is currently working toward the Ph.D. degree at the École Polytechnique de Montréal.

His current research interests are design, linearization, characterization and modeling of high-power and spectrum-efficient RF amplifiers.



Fadhel M. Ghannouchi (S'84–M'88–SM'93) received the B.Eng. degree in engineering physics and the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, in 1983, 1984, and 1987, respectively.

He is currently a Professor with the Département de Génie Électrique, École Polytechnique de Montréal, where, since 1984, he has taught electromagnetic and microwave theory and techniques. He has provided consulting services to a number of microwave companies. He is also the founder of AmpliX Inc., Montréal, QC, Canada, a company that offer linearization products and services to wireless and satcom equipment manufacturers. His research interests are in the areas of microwave/millimeter-wave instrumentation and measurements, nonlinear modeling of microwave active devices, and design of power and spectrum-efficient microwave amplification systems.

Dr. Ghannouchi is a Registered Professional Engineer in the Province of Quebec, Canada. He has served on the Technical Committees of several international conferences and symposiums.

Annexe 2 : Article publié au journal microwave theory and techniques transaction
(décembre 2003).

Thermal Memory Effects Modeling and Compensation in RF Power Amplifiers and Predistortion Linearizers

Slim Boumaiza, *Student Member, IEEE*, and Fadhel M. Ghannouchi, *Senior Member, IEEE*

Abstract—Memory effects, which influence the performance of RF power amplifiers (PAs) and predistortion-based linearizers, become more significant and critical in designing these circuits as the modulation signal bandwidth and operation power increase. This paper reports on an attempt to investigate, model, and quantify the contributions of the electrical nonlinearity effects and the thermal memory effects to a PA's distortion generation, as well as how to compensate for these effects in designing baseband predistortion schemes. The first part of this paper reports on the development of an accurate dynamic expression of the instantaneous junction temperature as a function of the instantaneous dissipated power. This expression has been used in the construction of an electrothermal model for the PA. Parameters for the new proposed behavior model were determined from the PA measurements obtained under different excitation conditions (e.g., small-signal and pulsed RF tests). This study led us to conclude that the effects of the transistor self-heating phenomenon are more important under narrow-band signal (e.g., enhanced data for global evolution of global system for mobile communications) than for signals with wide modulation bandwidth (CDMA2000, Universal Mobile Telecommunications System). In the second part of this paper, the newly developed model has also been used to design a temperature-compensated predistortion function to compensate for these effects. The linearized PA output spectrum and error vector magnitude show a significant performance improvement in the temperature-compensated predistortion function over a memoryless predistortion. The results of these measurements that have been conducted on a 90-W peak lateral double-diffused metal-oxide-semiconductor PA are in agreement with those obtained from simulations using the developed PA and the predistorter models implemented in an ADS environment.

Index Terms—Behavior model, distortion, electrothermal, measurements, memory effects, RF power amplifier (PA).

I. INTRODUCTION

THE design of RF power amplifiers (PAs) for wireless base-station applications is becoming an increasingly complex task. These applications are characterized by a continuous growing bandwidth and envelope variation, and thereby impose stringent constraints on system designers to meet performance requirements in terms of power efficiency

and linearity. The choice of transistor class of operation and load-matching circuits are important aspects of system design that can help overcome these challenges. Furthermore, several linearization methods, reported in the literature, have been considered as important approaches to increase power efficiency while keeping good linearity. However, the relatively limited performance of such RF PAs and linearizers [1], [2] is due to several factors that have not been taken into account during system design. The importance of the degradation factors may differ depending on RF PA technology (e.g., bipolar junction transistor (BJT), field-effect transistor (FET), ...), topology (e.g., switching, push-pull, balanced, single-ended amplifier) and the linearization method (e.g., predistortion, feedforward, ...) used. Considered a major source of degradation in the performance of PAs, memory effects have recently become an active area of investigation. A solid knowledge of the sources of memory effects and the development of accurate methods to measure and quantify their impact are critical steps in the design of high PAs and linearizers. In the literature [3] and [4], two categories of memory effects have been identified, i.e., electrical and electrothermal memory effects. The predominant factor that causes the electrical memory effect is the variation of terminal impedances (biasing and matching circuit's impedances) over the input signal bandwidth around the carrier frequency and its harmonics, as well as at baseband frequencies. Careful design of the matching and biasing circuit would minimize these effects, especially in the case of FET-based amplifiers. However, gain variation caused by transistor temperature-dependent electrical parameters leads to unavoidable electrothermal memory effects.

Memory effects have traditionally been defined as the measured PA distortion dependency on tone spacing under two-tone drive. In fact, it is assumed that, for a given value of two-tone spacing and wide-range amplitude, the PA behaves in a similar way to that of a signal with a modulation bandwidth equal to the two-tone spacing. It is seen as a practical way to get around the difficulties encountered while using other metrics such as adjacent channel power ratio (ACPR) and error vector magnitude (EVM) in case of band pass modulated signal.

A measurement system, which uses two network analyzers that are capable of providing information about the memory effects on the fundamental signals was proposed by Bosch and Gatti [4]. This system, however, does not account for their effects on intermodulation distortion (IMD) that are essential in the linearization case. Other systems [5] that are capable of measuring the relative phase of third-order intermodulation

Manuscript received April 15, 2003; revised July 30, 2003. This work was supported by the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada. The work of S. Boumaiza was supported in part by the Tunisian University Mission, Montreal, QC, Canada.

The authors are with the Poly-Grames Research Center, Electrical Engineering Department, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada H3V-1A2 (e-mail: boumas@grmes.polymtl.ca; fadhel@grmes.polymtl.ca).

Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2003.820157

distortion (IMD3) have also been suggested. These systems are based on a reference nonlinearity generator (low-frequency MESFET). This should provide a constant phase IMD3 over a range of wide-band modulation frequencies. The main drawback of such systems is the dependency of their performance on the quality of the reference nonlinearity, which should be an ideal third-order distorter. Vuolevi *et al.* [3] proposed a measurement setup, suitable for a predistortion application, based on the envelope injection technique. This approach requires a tedious and lengthy calibration procedure, which calls for many specialized instruments such as three generators, two vector network analyzers, two spectrum analyzers, down-converters, etc.

As previously mentioned, memory effects are defined as distortion phase and amplitude changes over the modulation bandwidth. In the literature, one can distinguish two means for minimizing these effects at the design stage or by adding a compensation module. Some designers of RF PAs treat memory effects as a design stage optimization parameter. Consequently, previous efforts [6] have concentrated on the biasing circuit feed structure in order to minimize the drain biasing circuit impedance variation over the modulation bandwidth. As a result, better-balanced lower and upper intermodulation products of the output spectrum were observed. However, the scope of this study was limited to the study of memory effects that perturb the magnitudes of intermodulation products over the modulation bandwidth, while discarding their effect on the phases of the intermodulation products. In practice, this omission could strongly compromise the performance of any predistortion correction scheme based and designed using only magnitude information of the intermodulation products.

On the other hand, certain designers prefer measuring these effects in order to be able to synthesize a dedicated compensation module. The compensation module could be realized by adding a memory effects compensator to a memoryless predistortion polynomial function [7]. Vuolevi *et al.* [8] proposed an envelope injection method for memory effects pre-compensation. This method was used to compensate for terminal impedance variation versus the modulation frequency. Even though memory effects are related to the modulation frequency, they have an impact on the amplitude attributed to interaction with higher order nonlinearities. Simulation and measurement results reported in this study were limited to two-tone signals and third-order distortion [9]. Moreover, the envelope injection-based compensation method does not take into account the dynamic changes of the junction temperature, which cause electrothermal memory effects. Consequently, this compensation method should, in principle, be more appropriate to compensate for the electrical memory effects.

This paper reports on an attempt to thoroughly investigate, model, and quantify the contributions of the electrical nonlinearity effects and the electrothermal memory effects to a PA's distortion generation, as well as how to compensate for these effects in designing baseband predistortion linearizers. In particular, the development of an accurate expression of the junction temperature as a function of the instantaneous dissipated power and the input signal level for PAs is proposed. This expression is described in the first part of this paper and it will

TABLE I
THERMAL AND ELECTRICAL QUANTITIES EQUIVALENCE

	THERMAL QUANTITY		ELECTRICAL QUANTITY
P_{dissip}	Power heat flow (W)	I	Current flow (A)
T_j	Temperature (K)	V	Voltage (V)
R_{th}	Thermal resistance (K/W)	R	Electrical resistance (Ω)
C_{th}	Thermal capacitance (J/K)	C	Electrical capacitance (F)

subsequently be used in the construction of an electrothermal model suitable for RF PAs. Following this, a brief discussion is given to explain how the electrothermal behavior of the amplifier influences the generation of the IMD for different types of drive signals such as two-tones, wide-band code division multiple access (WCDMA), and enhanced data for global evolution of global system for mobile communications (EDGE GSM), etc.

Based on the developed PA electrothermal model and in order to compensate for the memory effects on the output spectrum, a temperature-compensated memoryless predistorter is developed and reported in the second part of this paper.

II. ELECTROTHERMAL MODEL

The electrothermal model of the PA requires knowledge of the junction temperature of the transistor as a first step. Vuolevi *et al.* [3] expressed the junction temperature of the transistor in the form described in (1) in order to explain its dynamic changes with the drive signal. Equation (1) utilizes the following as the thermal impedance at the envelope frequencies and as the dissipated power at these frequencies:

$$T_j = T_{amb} + R_{th} * P_{dissip} (DC) + Z_{th} (w_1 - w_2) * P_{dissip} (w_1 - w_2). \quad (1)$$

The instantaneous dissipated power determines the instantaneous rate of heat that is applied to the transistor. Furthermore, due to the finite mass of the component, thermal impedance includes a capacitive part in addition to the resistive one. Thermal resistance describes just the steady-state behavior, and thermal capacitance is essential for the description of the dynamic behavior. Thermal resistances and capacitances together lead to exponential rise and fall times characterized by a thermal RC time constant, similar to the electrical RC constant. The expression of the instantaneous junction temperature of the transistor was developed by making use of the existing duality [10] between heat transfer and electrical phenomena summarized in Table I.

Fig. 1 shows the thermal network models of the transistor including the silicon chip, package, and heat sink relating the junction and ambient temperatures to the dissipated heat amount. Since thermal constant $R_{th,heat\ sink} \times C_{th,heat\ sink}$ is too large when compared to R_{th} , Fig. 1(a) was simplified to (b).

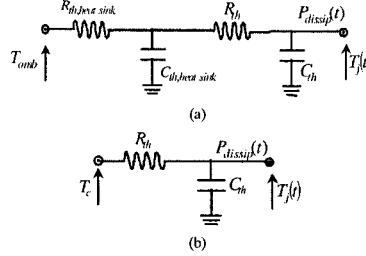


Fig. 1. Transistor thermal model.

Based on Fig. 1(b), the instantaneous temperature can be expressed as a solution to the following first-order nonhomogeneous differential equation:

$$\frac{\partial T_j(t)}{\partial t} + \frac{1}{R_{th}C_{th}} T_j(t) = \frac{1}{R_{th}C_{th}} (R_{th}P_{dissip}(t) + T_c) \quad (2)$$

where

$$P_{dissip}(t) = V_{DS,dc} \times I_{DS,dc}(t) + P_{RF,in}(t) - P_{RF,out}(t) \quad (3)$$

or

$$P_{dissip}(t) = (1 - \eta(t)) \times P_{RF,out}(t) \quad (4)$$

and $\eta(t)$ = instantaneous power efficiency.

Equation (2) has the form

$$\frac{\partial}{\partial t} T_j(t) + a(t)T_j(t) = b(t) \quad (5)$$

where

$$a(t) = \frac{1}{R_{th}C_{th}}$$

and

$$b(t) = \frac{1}{R_{th}C_{th}} (R_{th}P_{dissip}(t) + T_c).$$

The general solution of (5) has the following form:

$$T_j(t) = e^{-\int a(t)dt} \left(\int e^{\int a(t)dt} b(t) dt + K \right). \quad (6)$$

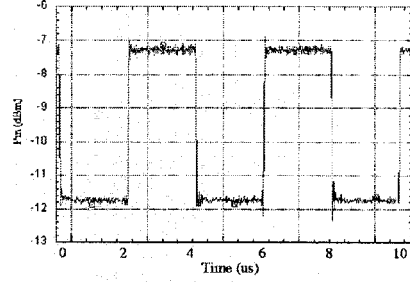
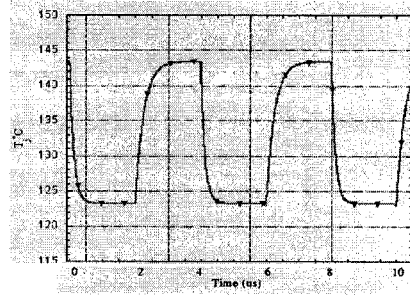
This equation is equivalent to

$$T_j(t) = e^{-t/\tau} \left(\int \frac{1}{\tau} e^{t/\tau} (R_{th}P_{dissip}(t) + T_c) dt + K \right) \quad (7)$$

where $R_{th}C_{th} = \tau$ is the thermal time constant.

The integral on the right-hand-side expression of (7) can be rewritten as follows:

$$T_j(T) = e^{1/\tau} \left\{ \int \frac{\partial e^{(1/\tau)} (R_{th}P_{dissip}(T) + T_c)}{\partial t} dt - \int R_{th}e^{(1/\tau)} \frac{\partial P_{dissip}(t)}{\partial t} dt + K \right\}. \quad (8)$$

Fig. 2. Input pulsed signal envelope (period 4 μ s, duty cycle = 0.5).Fig. 3. Junction temperature variation versus time for pulsed signal (period 4 μ s, duty cycle = 0.5).

In the particular case of a step input signal excitation, the instantaneous power is constant; hence, the instantaneous dissipated power also remains constant. Therefore, one can write

$$P_{dissip}(t) = \begin{cases} P & t_0 \leq t \leq T \\ P_0 & t < t_0 \end{cases}; \Rightarrow \frac{\partial P_{dissip}(T)}{\partial t} = 0 \quad (9)$$

with $\tau \ll T$.

In such a case, (8) becomes

$$T_j(t) = T_{j,s} + (T_{j,0} - T_{j,s}) \times e^{-\Delta t/\tau} \quad (10)$$

where $T_{j,0} = T_c + R_{th}P_0$ and $T_{j,s} = T_c + R_{th}P$.

The time variation of the junction temperature according to (1) for the pulsed signal, shown in Fig. 2, is given in Fig. 3.

III. MODEL IDENTIFICATION AND VALIDATION

The expression of the instantaneous junction temperature defined in Section II is used to complete the free-self-heating behavior model of the PA [1], as shown in Fig. 4. In this study, an LDMOS 90-W peak PA is used. Several experiments were conducted on this amplifier in order to characterize its thermal behavior. Figs. 5 and 6 show the measured gain compression, phase, and amplitude versus junction temperature. The amplifier under test was operated in this stage of measurements in its small-signal region. Consequently, the measured gain compression results only from the junction temperature variation and not from the electrical nonlinearity of the amplifier. These curves are

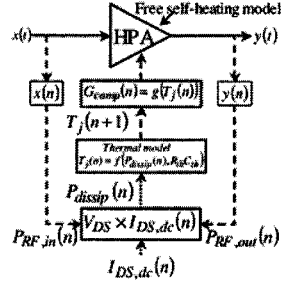


Fig. 4. Dynamic temperature calculation block diagram.

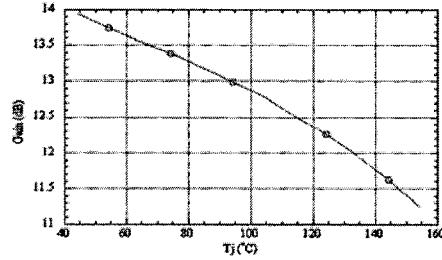


Fig. 5. Measured gain compression versus junction temperature.

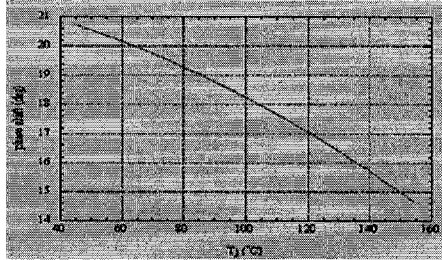


Fig. 6. Measured phase compression versus junction temperature.

used in the behavior model to determine the complex gain compression corresponding to each input signal level as a function of its corresponding junction temperature. Fig. 7 shows the pulsed measurement results of the drain current versus the input signal for different case temperatures. This curve is used in the amplifier model given in Fig. 4 for the calculation of instantaneous dissipated power, which, in turn, will serve to calculate the instantaneous junction temperature. Fig. 8 shows the simulated and measured output envelope waveforms of the PA under a 50% duty cycle square input signal. This figure also clearly shows the exponential fall and rise of the signal as a response to the junction temperature exponential variation predicted by (10). Moreover, the agreement between the simulated and measured waveforms in Fig. 8 demonstrates the accuracy of the developed model to predict the electrothermal behavior of the tested amplifier.

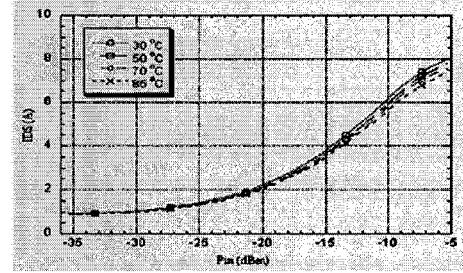
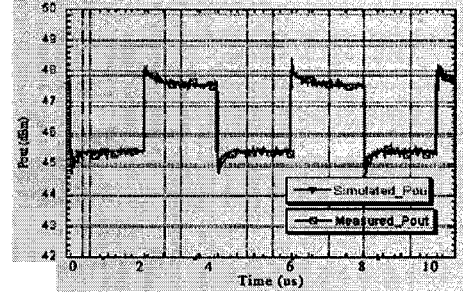


Fig. 7. Pulsed measurements of the drain current versus drive.

Fig. 8. Measured and simulated output envelope waveforms (period 4 μ s, duty cycle = 0.5).

IV. DISCUSSION

The temperature changes have repercussions on electrical parameters of the transistor that influence the amplifier's behavior. Instantaneous transistor junction temperature variation depends on instantaneous dissipated power and, consequently, on the input signal time variation. As a result, the dependency of the complex gain of high PAs (amplitude and phase shifting) on junction temperature can be considered as a source of nonlinearity. To demonstrate and quantify these effects, the actual PA was substituted with an ideal amplifier (perfect limiter) in the simulations. Fig. 9 shows the simulation results of the IMD3 products generated only by the thermal effects for different frequency spacing. One can clearly observe the decrease of the IMD3 product level as the frequency spacing increases until they reach a constant level where the thermal effects has no more significance on the IMD3. In addition, it is well established that the level of IMD3 generated by a pure electrical memoryless nonlinearity is independent from the two-tone frequency spacing. The combination of both effects explains the dependency, often seen and reported [1], [3], [6] of the IMD3 level on the two-tone frequency spacing interval.

This mechanism provides an explanation for the dependency of IMD levels (third and higher orders) on the variation in tone spacing. Thus, the IMD vectors emerging from thermal and electrical nonlinearity sources result in a varying IMD vector that depends on frequency tones spacing, as well as on the transistor average thermal condition. Fig. 10 supports the above

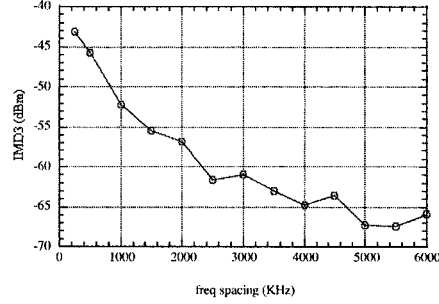


Fig. 9. IMD3 amplitude due to thermal effects versus frequency spacing.

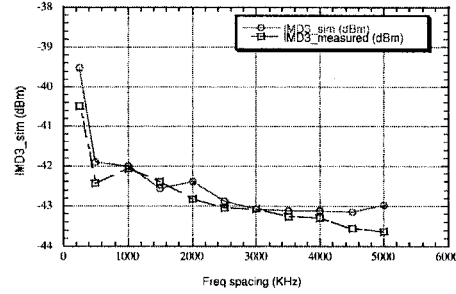


Fig. 10. Measured and simulated IMD3 amplitude versus frequency spacing.

statement; it shows the simulated and measured IMD level versus the frequency spacing of a two-tone signal at the output of the 90-W peak lateral double-diffused metal-oxide-semiconductor (LDMOS) PA resulting from the combination of the electrical and electrothermal nonlinearity sources.

The above results lead to the conclusion that the behavior of the PA under high varying amplitude and wide-band signals (high-speed signals) may be considered as free of self-heating effects. Indeed, instantaneous junction temperature will not experience large fluctuations and, therefore, the influence of electrothermal nonlinearity sources will be minimized. Furthermore, the instantaneous temperature will be close to that fixed by input average power and, consequently, to the average dissipated power. Accordingly, electrical memory effects may well be considered as the main source of memory effects in PAs driven by wide-band and high varying signals, such as multi-carrier WCDMA. However, in the case of narrow-band signals (e.g., global system for mobile communications (GSM) signals) with a channel separation as small as 25 kHz, the PA dynamic electrothermal behavior should be well taken into account to assure good performance.

V. SELF-HEATING EFFECTS COMPENSATOR

The previous electrothermal model of the PA is used in Section V to develop a temperature-compensated predistortion function in order to compensate for self-heating effects. Fig. 11

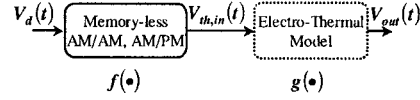


Fig. 11. PA model scheme.

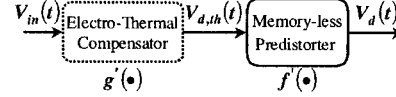


Fig. 12. Temperature-compensated predistorter scheme.

shows the scheme of the amplifier model including the dynamic temperature-compensation circuit where the functions f and g represent the memoryless nonlinear complex gain (AM/AM and AM/PM) function and the electrothermal model function of the PA, respectively.

One can easily express the PA's electrothermal sub-model (see Fig. 11) output voltage as function of its input as follows:

$$V_{out} = g(V_{th,in}) * V_{th,in} \quad (11)$$

with $V_{th,in} = f(|V_d|) * V_d$, where V_d is the PA's input voltage.

Fig. 12 illustrates the scheme of the temperature-compensated predistortion function used to compensate for both nonlinear distortion and electrothermal memory effects of the PA modeled in Fig. 11. f' and g' represent the inverse function of f and g , respectively.

To obtain a linearized PA over a wide temperature range, the cascade of the amplifier and its temperature-compensated predistorters must satisfy the following constraints:

$$\begin{aligned} f(|V_d|) * V_d(t) &= f(|f'(|v_{d,th})|) * \\ f'(|v_{d,th}|) * V_{d,th} &= K \end{aligned} \quad (12)$$

and

$$\begin{aligned} g(V_{th,in}) * V_{th,in} &= g(v_{d,th}) * V_{d,th} \\ &= g(g'(v_{in}) * V_{in}) * g'(V_{in}) * V_{in} \\ &= 1 \end{aligned} \quad (13)$$

where K represents the small-signal linear gain of the PA.

V_{in} and $V_{d,th}$ represent the input signals of the electrothermal compensator and memoryless predistorters, respectively.

In order to correct for the instantaneous compression due to the thermal effect in the PA, one has to predict the instantaneous junction temperature of the transistor using the RC equivalent thermal network, given in Fig. 1. The complex-gain expansion value of g' , corresponding to the predicted junction temperature, is computed as the inverse of the complex gain compression value of g for the same junction temperature. Fig. 13 shows the details of the thermal effect compensation function g' .

In order to evaluate the contribution of the self-heating effect nonlinearity compensation on the output signal quality, we have carried out simulations using an EDGE-GSM signal. This signal was synthesized using the EDGE library of ADS. The synthesized EDGE signal uses the $3\pi/8$ eight phase-shift keying (8PSK) modulation technique with a symbol rate equal to 270.833 kHz and a Gaussian shaping filter frame. Fig. 14

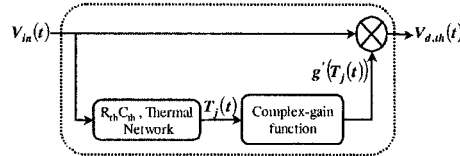


Fig. 13. Thermal effect compensation function.

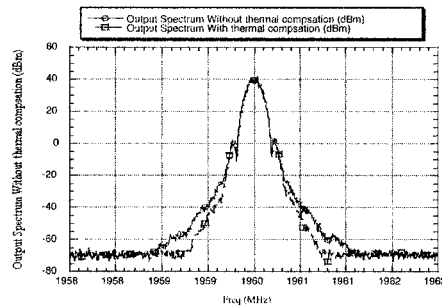


Fig. 14. Linearized output spectrum with and without thermal effect compensation under an EDGE-GSM signal.

includes the output spectra of the PA when linearized using a memoryless digital predistorter before and after adding the self-heating compensator. One can clearly conclude that the temperature-compensated predistorter allows better reduction of the out-of-band emission at the output of the linearized amplifier. Moreover, the proposed self-heating compensation function could be easily implemented using either a digital signal processor (DSP) or an field-programmable gate array (FPGA) module.

To further highlight the contribution of the thermal compensation circuit in high-speed applications, simulations using the EDGE standard were carried out. The EDGE standard uses both amplitude and phase modulation, which is translated into more stringent linearity requirements for the PA. EVM is a critical parameter used to measure the transmitter performance. In this context, the EVM was evaluated as the vector difference, in time, between the simulated and expected carrier magnitude and phase at the output of the amplifier. The computed EVM explicitly shows the contribution of the amplifier nonlinearity to the overall EVM of the transmitter. The evaluation of the EVM values was done for a peak input power equal to -10.8 dBm, which corresponds to a peak output power of 49.1 dBm, in the following cases.

- Case 1) PA without predistortion.
- Case 2) PA with a memoryless predistorter.
- Case 3) PA with temperature-compensated predistortion with the self-heating compensator.

Table II summarizes the rms EVM values (in percent) obtained for the three previous cases. It can be concluded that the self-heating compensation function reduces the EVM introduced by the PA and, hence, enhance the quality of the signal at the output of the transmitters.

TABLE II
EVM (IN PERCENT) OF THE PA WITHOUT PREDISTORTION,
WITH MEMORYLESS PREDISTORTION, AND WITH
TEMPERATURE-COMPENSATED PREDISTORTION

	EVM (%)
Without pre-distortion	5.95
Memory-less pre-distortion	2.5
Temperature compensated pre-distortion	0.2

VI. CONCLUSION

In this paper, a dynamic electrothermal behavior model for PAs has been proposed along with its parameter identification procedure. Implementation of the model within an ADS simulator and its validation have been carried out for a 90-W peak-power LDMOS amplifier. Satisfactory results have been obtained for pulsed signals. This study is an attempt to deeply investigate and model the electrical and electrothermal effects' respective contribution to the PAs' distortion generation. This has led to the decoupling and quantification of both effects and has allowed us to conclude that the effects of the transistor's self-heating phenomenon are more important under narrow-band signals (e.g., EDGE GSM) than under signals with wide modulation bandwidths [e.g., multicarrier third-generation (3G) CDMA2000, Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)]. The latter types of signals are more sensitive and influenced by electrical-induced memory effects than are thermal memory effects.

The newly developed model has been used to design a temperature-compensated predistortion function to compensate for the self-heating effects. The linearized PA output spectrum and EVM clearly show the great improvement of the temperature-compensated predistortion function performance over a memoryless predistortion.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to acknowledge the assistance of J. Gauthier, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, in the setup of the PA's thermal effects measurements, as well as S. Dubé and R. Archambault, both of the École Polytechnique de Montréal, for their technical and software support.

REFERENCES

- [1] J. S. Kenney, W. Woo, L. Ding, R. Raich, and G. T. Zhou, "The impact of memory effects on predistortion linearization of RF power amplifiers," in *8th Int. Microwave and Optical Technology Symp.*, Montreal, QC, Canada, June 2001, pp. 189–193.
- [2] S. Boumaiza and F. M. Ghannouchi, "Realistic power-amplifiers characterization with application to baseband digital predistortion for 3G base stations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 3016–3021, Dec. 2002.
- [3] J. H. K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. A. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1383–1389, Aug. 2001.
- [4] W. Bosch and G. Gatti, "Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 1885–1890, Dec. 1989.

- [5] Y. Youngsoo, Y. Jeahyeok, N. Joongjin, K. Burman, and P. Myungkyu, "Measurement of two-tone transfer characteristics of high-power amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 568–571, Mar. 2001.
- [6] A. Rabany, L. Nguyen, and D. Rice, "Memory effect reduction for LDMOS bias circuits," *Microwave J.*, pp. 124–130, Feb. 2003.
- [7] J. Kim and K. Konstantinou, "Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory," *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 23, pp. 1417–1418, Nov. 2001.
- [8] J. Vuolevi, J. Manninen, and T. Rahkonen, "Canceling the memory effects in RF power amplifiers," in *Int. Circuits and Systems Symp.*, vol. 1, May 6–9, 2001, pp. 50–60.
- [9] ———, "Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique," in *Radio and Wireless Conf. Dig.*, Aug. 2001, pp. 257–260.
- [10] K. Skadron, T. Abdelzaker, and M. R. Stan, "Control-theoretic techniques and thermal-RC modeling for accurate and localized dynamic thermal management," in *Proc. 8th IEEE Int. High-Performance Computer Architecture Symp.*, 2002, pp. 12–23.



Slim Boumaiza (S'00) received the B.Eng. degree in electrical engineering from the École Nationale des Ingénieurs de Tunis, Tunis, Tunisia, in 1997, the M.Sc.A. degree from the École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, in 1999, and is currently working toward the Ph.D. degree at the École Polytechnique de Montréal.

His current research interests are design, linearization, characterization and modeling of high-power and spectrum-efficient RF amplifiers.



Fadhel M. Ghannouchi (S'84–M'88–SM'93) received the B.Eng. degree in engineering physics and the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada, in 1983, 1984, and 1987, respectively.

He is currently a Professor with the Département de génie électrique, École Polytechnique de Montréal, where he has taught electromagnetics and microwave theory and techniques since 1984. He has provided consulting services to a number of microwave companies. He is also the founder of AmpliX Inc., Montréal, QC, Canada, a company that offer linearization products and services to wireless and satcom equipment manufacturers. His research interests are in the areas of microwave/millimeter-wave instrumentation and measurements, nonlinear modeling of microwave active devices, and design of power and spectrum efficient microwave amplification systems.

Dr. Ghannouchi is a Registered Professional Engineer in the Province of Quebec, Canada. He has served on the Technical Committees of several international conferences and symposiums.